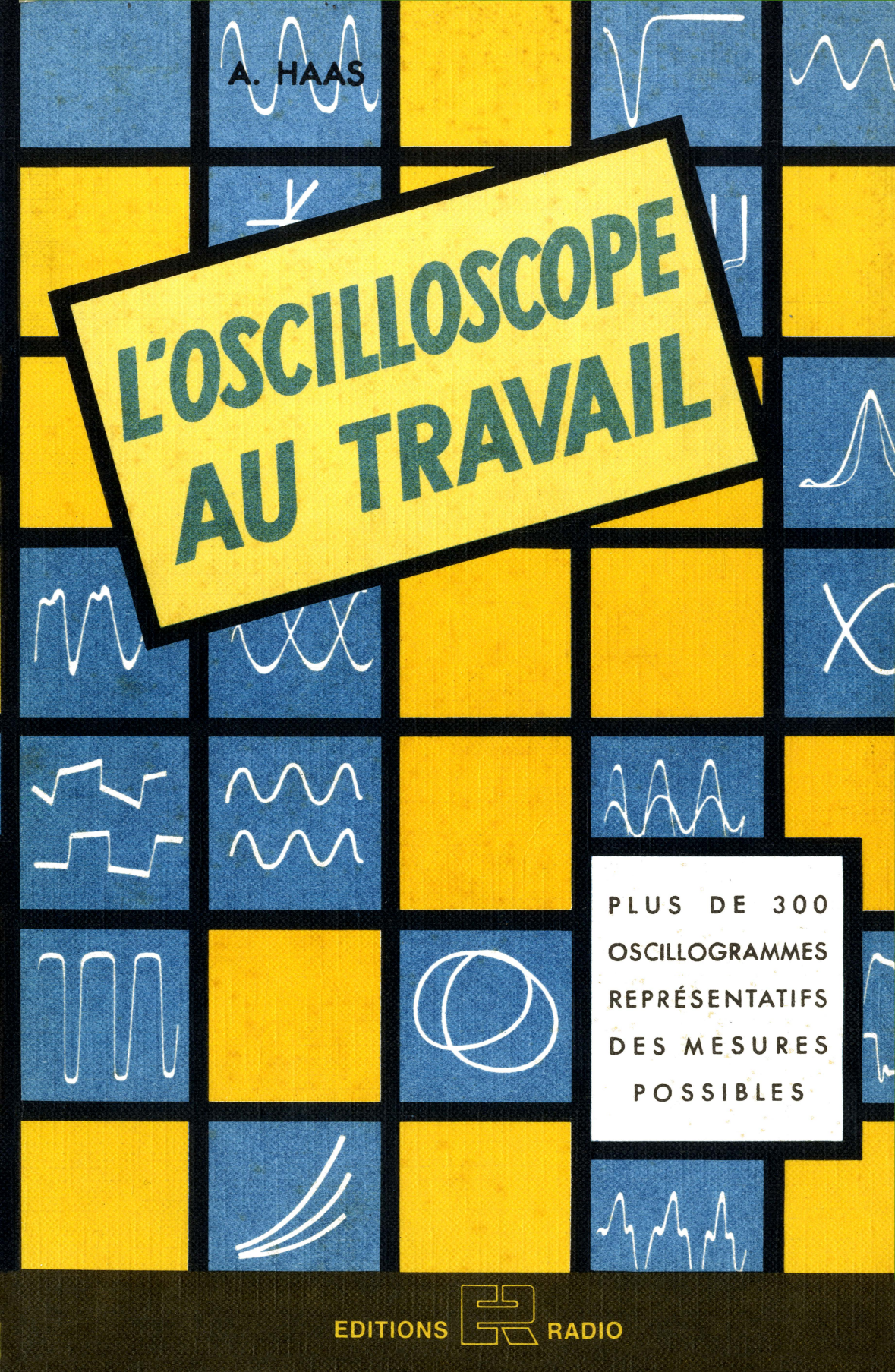
A. HAAS

L'OSCILLOSCOPE AU TRAVAIL



PLUS DE 300 OSCILLOGRAMMES REPRÉSENTATIFS DES MESURES POSSIBLES

EDITIONS RADIO

au service de l'électronique d'aujourd'hui

1. électronique professionnelle

électronique actualités

Journal hebdomadaire des cadres de l'industrie électronique

Electronique & microélectronique industrielles

Revue technique bimensuelle d'applications industrielles de l'électronique

Toute l'Electronique

Revue mensuelle des ingénieurs et techniciens de l'électronique

automatique & informatique industrielles

Revue mensuelle des techniques et applications industrielles de l'automatisation

2. électronique grand public

électronique pour vous

Hifi

Magazine

Le magazine qui fait autorité par la valeur de ses études.

la nouvelle **REVUE DU SON**

DES IDEES ■ DES NOUVEAUTES ■ TOUS LES PRIX

La revue du véritable audiophile.

9, rue Jacob - 75006 PARIS

L'OSCILLOSCOPE AU TRAVAIL

A Marcelle

DU MEME AUTEUR :

chez le même Éditeur

Applications industrielles des procédés électroniques. — Applications des techniques électroniques aux opérations industrielles modernes.

Laboratoire d'électronique. — Conception et réalisation des appareils de mesures.

Mesures d'électroniques. — Méthodes pratiques de mesure des montages et de leurs éléments constitutifs.

Technique de l'Oscilloscope. — Principe et constitution de l'appareil ; étude des circuits d'amplification et de balayage. *(épuisé)*

en langues étrangères :

The Oscilloscope at work (Iliffe and Sons, Ltd, London, 1954).

Oscilloscope Techniques (Gernsback Library, Inc, New-York, 1958).

El Moderno Laboratoire de Radio (Paraninfo, Madrid, 1959).

El Oscilografo en servicio (Editores Tecnicas, S.A., Barcelona, 1959).

A. HAAS
Ingénieur E. E. M. I.

L'OSCILLOSCOPE AU TRAVAIL

Méthodes de mesures
des grandeurs électriques
des éléments
et des circuits

Interprétation de 300
oscillogrammes relevés
par l'auteur

HUITIÈME
ÉDITION

Editions Radio
9, RUE JACOB - 75006 PARIS

I.S.B.N. 2 7091**07732**

© Éditions Radio, Paris 1979

Imprimerie Berger-Levrault, Nancy

Dépôt légal : 1er trimestre 1979
n° éditeur : 773 - n° imprimeur : 779 119

PRÉFACE

AU cours des dernières décennies, l'oscilloscope cathodique est passé du statut d'instrument de laboratoire réservé à quelques initiés à celui de l'appareil de mesure, de contrôle et de diagnostic largement répandu non seulement dans tous les laboratoires électroniques, mais aussi dans les lieux de recherches de toutes les disciplines, les chaînes de production industrielle et les ateliers de dépannage. De puissantes usines fabriquent maintenant à la chaîne des oscilloscopes, du type le plus simple à l'instrument de haute précision. Des couches de plus en plus larges de chercheurs, d'ingénieurs et de techniciens sont appelés à s'en servir.

Le présent ouvrage se propose de leur fournir les bases nécessaires. Il s'agit tout d'abord de les familiariser avec les principes essentiels, puis de leur montrer les applications si variées de cet outil incomparable de mesure et d'investigation.

Or, tout comme on ne peut pas apparendre à jouer du violon en lisant un traité, nous estimons que la manipulation de l'oscilloscope, activité essentiellement pratique, ne saurait être apprise avec fruit en lisant des exposés théoriques. Nous avons donc étudié les circuits électroniques essentiels en les réalisant et en relevant par la photographie les oscillogrammes caractéristiques que nous avons obtenus, ce qui constitue autant de documents authentiques pour le montage examiné. Les défauts mêmes de ces oscillogrammes (qui n'existeraient pas sur les figures dessinées avec application par un dessinateur) montrent les défauts (provoqués au besoin) et particularités rencontrés, préparent le lecteur à interpréter les courbes qu'il obtient réellement, et lui montrent ce qui se passe si tout ne marche pas comme prévu... ce qui n'est pas rare. Aucun médecin n'a jamais appris son métier sur des gens bien portants...

Cette philosophie nous a conduit à écrire notre Oscillographe au Travail, *paru en 1950* (Société des Editions Radio). *Cet ouvrage a connu un certain succès, comme le montrent ses éditions successives ainsi que plusieurs traductions parues à l'étranger (Angleterre, Etats-Unis, Espagne et Brésil). Mais le progrès ne s'arrête pas, et il a paru nécessaire de refaire l'ouvrage entièrement pour qu'il soit à jour.*

Les oscillogrammes (dont certains laissent à désirer) ont été refaits. Le présent ouvrage n'est donc pas une refonte de l'ancien, mais un livre entièrement nouveau, étendu à de nombreuses matières nouvelles comme notamment les essais et les applications des transistors et diodes. L'étude de l'oscilloscope même fait l'objet d'un autre livre, Technique de l'Oscilloscope, *du même auteur* (Société des Editions Radio).

Montrouge, juin 1962 *Alfred HAAS*

Avertissement à la huitième édition

L'électronique est née avec le tube, à vide et à gaz. Le transistor a permis de réaliser sous une forme compacte des montages complexes qui, à tubes, auraient rempli des armoires. Et grâce aux circuits intégrés, on a pu loger dans le boîtier d'une montre-bracelet des centaines, voire milliers de transistors. La complexité d'un tel montage est telle qu'un schéma complet serait parfaitement illisible.

A condition de fonctionner correctement, le vieil oscilloscope à tubes est toujours valable ; les transistors, puis les circuits intégrés, ont cependant permis d'étendre considérablement ses possibilités et de reculer ses limites de fréquence. Jadis appareil limité au tracé de l'allure d'une onde, l'oscilloscope moderne non seulement la reproduit fidèlement, mais il permet aussi de lire directement sur le quadrillage avec une bonne précision les amplitudes totales et partielles et les temps de montée, durées, etc.

Si la manipulation s'en trouve facilitée, les méthodes fondamentales d'utilisation de l'oscilloscope pour faire telle mesure ou «visualiser» tel phénomène n'ont pas changé. Si nombre de circuits expérimentés sont aujourd'hui désuets, les oscillogrammes obtenus ont une valeur didactique certaine et peuvent guider l'expérimentateur sur des voies parallèles. Nous avons donc laissé à l'ouvrage son unité de conception originale, estimant qu'il est toujours possible d'étendre les principes de base exposés à des techniques nouvelles.

Boulogne, avril 1976 *Alfred HAAS*

A

MANIPULATION DE L'OSCILLOSCOPE

Avant de se lancer dans les applications plus ou moins compliquées de l'oscilloscope, il faut bien connaître les fonctions de toutes les commandes pour pouvoir s'en servir à bon escient. Cette première section examine le rôle des différents organes de réglage et la façon de s'en servir.

A. 1. — Disposition générale des commandes

Un oscilloscope cathodique se présente généralement sous la forme d'un coffret métallique en forme de parallélépipède allongé. Sur le panneau avant on aperçoit derrière une ouverture généralement circulaire l'écran du tube cathodique, une douzaine de boutons de commande et les bornes ou fiches coaxiales pour les branchements. Des cavaliers de commutation des plaques de déviation se trouvent souvent à proximité du culot du tube cathodique, ou bien à l'arrière de l'appareil ; dans les appareils modernes, leur utilité est de plus en plus réduite, et on ne s'en servira pratiquement guère. Tout l'intérêt se concentre donc sur le panneau avant.

On peut grouper les boutons et bornes disposés sur le panneau avant de la façon suivante :

— organes agissant sur le faisceau électronique,

— commandes de la déviation verticale,

— commandes de la déviation horizontale,

— base de temps, et

— commandes diverses, n'existant pas sur tous les appareils.

Voyons maintenant à quoi servent ces boutons, et comment on doit les utiliser.

A. 2. — Commandes agissant sur le faisceau

Ces commandes sont généralement au nombre de quatre : luminosité, concentration et cadrages (ou centrages) horizontal et vertical.

Les deux premières agissent sur la *qualité* de la trace, les deux dernières sur son *emplacement.*

Pour des raisons évidentes de simplification des manœuvres, on s'efforce de fixer le potentiel de la plupart des électrodes par un diviseur de tension (fig. A-1). Il est cependant nécessaire de pouvoir faire varier la luminosité de la trace en fonction des besoins. En effet, si le niveau de la lumière ambiante est élevé, il faut une trace très lumineuse pour bien distinguer un oscillogramme, surtout s'il comporte des parties très fines, à tracé rapide. On n'a cependant pas intérêt à travailler toujours avec une très forte luminosité, car un tel réglage épaissit le trait. En observant un oscillogramme dans une pièce faiblement éclairée, tout en jouant sur la luminosité, on s'apercevra qu'à faible intensité lumineuse on obtient un tracé très fin (épaisseur de trait environ 0,5 mm...) à condition évidemment que le tube cathodique et l'oscilloscope soient suffisamment exempts de défauts pour rendre possible une trace réellement fine. (On construit d'ailleurs maintenant des tubes spéciaux pour mesures, à écran plan notamment, caractérisés par une finesse de trait extrême; ces tubes, forcément plus chers, ne sont toutefois nécessaires qu'à des mesures très précises dans des applications spéciales.)

Il y a encore une autre raison de ne pas trop pousser la luminosité : c'est la bonne conservation de l'écran du tube. En effet, le bombardement intense par les électrons fatigue l'écran, la poudre fluorescente blanche qui le recouvre devient foncée, et la fluorescence décroît progressivement jusqu'à disparaître. Ce défaut apparaît d'autant plus facilement que le parcours du spot est plus limité; s'il dessine une ligne de base (toujours la même), cette trace noircira au bout d'un temps plus ou moins long. S'il est immobile (cas le plus défavorable), un point noir insensible peut être provoqué assez rapidement. Donc, s'il est absolument nécessaire de garder pendant quelques instants un spot immobile sur l'écran, ne pas oublier de réduire la luminosité au strict minimum !

Electriquement, on fait varier la luminosité du spot en agissant sur la polarisation (toujours négative) de la grille, appelée Wehnelt dans les tubes cathodiques, au moyen du potentiomètre P_2. Du fait du diviseur de tension, c'est une polarisation dite « fixe », par opposition à la polarisation automatique généralement employée dans les tubes amplificateurs. Un accroissement de polarisation réduit le courant électronique émis par la cathode et diminue la luminosité de la trace. Il est également possible de relier la cathode au curseur de P_1 et le Wehnelt à l'extrémité du potentiomètre reliée au —T.H.T., comme c'est le cas sur la figure. L'interrupteur général est souvent monté sur ce potentiomètre, ce qui permet de couper le courant après extinction de la trace... et d'économiser un interrupteur séparé.

La luminosité est encore fonction de la tension totale d'accélération; mais cette valeur est généralement fixée par le constructeur et elle est immuable; nous nous contenterons, donc, seulement de mentionner ce fait ici.

Comme son nom l'indique, la commande de concentration permet de concentrer le faisceau sur l'écran en un point aussi petit que possible,

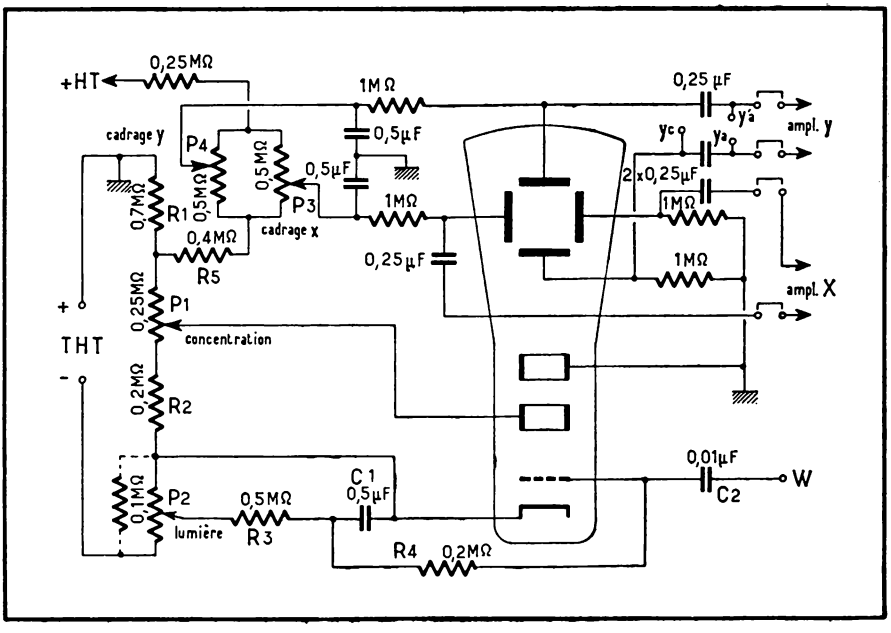


Fig. A-1. — Alimentation des électrodes du tube cathodique.

le spot. En effet, le canon électronique du tube se comporte comme une optique qui concentre les rayons lumineux en un point, le foyer. Toutefois, tandis que les lentilles du système optique ont des caractéristiques rigides qui déterminent l'emplacement du foyer d'une manière définitive, les « lentilles électroniques » ont une distance focale variable avec la tension appliquée. En modifiant le potentiel de l'électrode de concentration (A_1, la première anode) au moyen du potentiomètre P_1, on déplace le point de recoupement du faisceau le long de l'axe du tube. Comme le faisceau diverge à nouveau après avoir convergé, on trouvera des traces floues des deux côtés du réglage optimum qui place le spot concentré sur l'écran.

Dans les tubes cathodiques construits jusqu'en 1946 environ, on notait une certaine interdépendance entre les réglages de luminosité et de concentration : un réglage de P_2 entraînait une retouche de P_1 pour rétablir la netteté de la trace. Depuis cette époque, on construit des tubes à courant de A_1 nul. Une variation de polarisation par commande de luminosité ne modifie pas alors la distribution des potentiels du diviseur, cause du déréglage, et une retouche de la luminosité ne modifie plus la concentration.

En poussant la luminosité, on augmente le diamètre du spot et on épaissit la trace. Pour obtenir une trace fine, il faut donc réduire la luminosité, en diminuant au besoin la lumière ambiante.

La figure A-2 montre l'action du potentiomètre de concentration sur la netteté de la trace.

On trouve quelquefois un troisième réglage qualitatif du tracé : c'est le réglage d'astigmatisme, parfois accessible de l'intérieur seulement. Il détermine le potentiel de l'électrode A_2 qui doit être égal

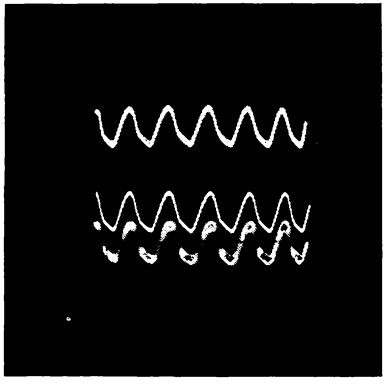


Fig. A-2. — La finesse de la trace en fonction de la concentration.

au potentiel moyen des plaques de déviation. Si cette condition n'est pas remplie, il y a astigmatisme, c'est-à-dire que la trace n'est nette que dans certaines conditions, et pas dans d'autres. Dans le montage de la figure A-1, le potentiel moyen des quatre plaques est nul, et il suffit de relier A_2 à la masse pour qu'il n'y ait pas d'astigmatisme. Dans d'autres montages, ces plaques sont reliées directement aux anodes des amplificateurs, et leur potentiel est alors positif par rapport à la masse. Dans ce cas il est nécessaire de relier A_2 au curseur d'un potentiomètre branché entre la masse et le + H.T. Des essais permettent alors de trouver le réglage réduisant l'astigmatisme au minimum. Dans le cas d'un décentrage très important de la trace, il peut également être nécessaire d'agir sur le potentiomètre d'astigmatisme. La figure A-3 montre le circuit utilisé.

Les réglages de cadrage déterminent la position de repos du spot ou de la ligne de base. Leur importance n'est pas très grande dans un oscilloscope à courant alternatif à faible réserve d'amplitude, car du fait de la présence des condensateurs de liaison, la trace se centre automatiquement, et l'observation des sommets de courbe fortement décentrés est sujette à caution du fait de la saturation de l'amplificateur. En revanche, si l'amplificateur est « à courant continu » (à liaisons directes, pour être plus précis), la commande de cadrage est d'une importance capitale ; il faut même qu'elle couvre une plage généreuse pour que le spot puisse être placé sur l'écran. Mais de ce fait il peut être plus difficile de chercher un spot sorti de l'écran on ne sait de quel côté.

L'oscillogramme à grande amplitude de la figure A-4, fortement décentré, montre que l'oscilloscope intéressé admet sans saturation une forte surcharge. Cet essai est vivement recommandé pour connaître les limites d'utilisation d'un oscilloscope.

Il y a différentes façons de monter les potentiomètres de cadrage. Le schéma de la figure A-1 montre la plus simple (potentiomètres P_3 et P_4). Comme ce montage introduit de l'astigmatisme aux forts décentrages, on préfère, dans les appareils soignés, le système à potentiomètre double faisant varier les potentiels des plaques en sens inverse, leur potentiel moyen étant constant et nul. S'il y a liaison directe entre les plaques de déviation et le dernier étage de l'amplificateur, une commande agissant (par la polarisation, par exemple) en sens inverse sur les potentiels des anodes constitue une solution excellente.

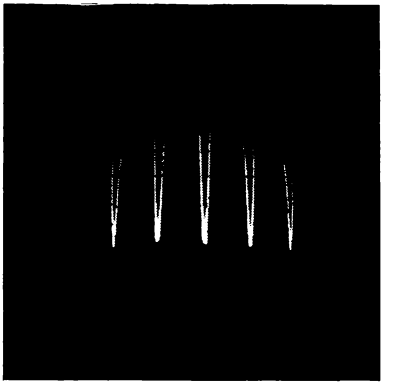


Fig. A-4. — Oscillogramme fortement décentré montrant la réserve d'amplitude.

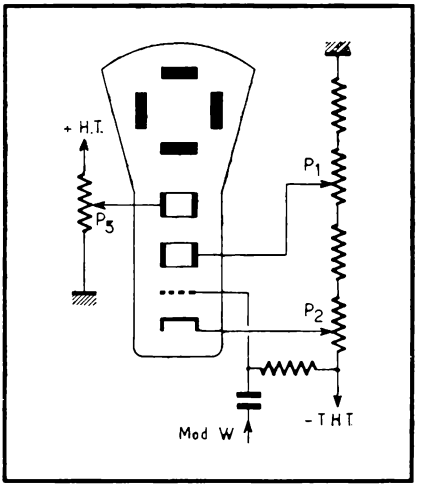


Fig. A-3. — Compensation de l'astigmatisme par P_5.

Il arrive (surtout dans les oscilloscopes à courant continu à gain élevé) que le spot soit introuvable. Il faut alors commencer par relier les quatre plaques de déviation à la masse, ce qui doit faire apparaître le spot vers le centre de l'écran ; sinon, il y a une panne à chercher ailleurs. On remonte alors de la sortie vers l'entrée. Dans le cas d'étages symétriques, on relie successivement les plaques, puis les grilles de chaque étage, ce qui permet d'identifier rapidement l'étage déséquilibré. Mais nous avons pénétré là dans le domaine du dépannage, et nous vous souhaitons bien de ne pas avoir à vous servir de ces conseils !

Le sens de branchement des potentiomètres de cadrage est, de préférence, tel qu'une rotation du bouton dans le sens des aiguilles d'une montre détermine un déplacement de la trace de bas en haut ou de gauche à droite, respectivement. Ainsi, la manipulation devient instinctive.

A. 3. — Commandes de la déviation verticale

En supposant un tube cathodique de bonne sensibilité, soit S = 0,4 mm/V, on voit que pour écrire un oscillogramme haut de 4 cm il faut 100 V alternatifs crête-à-crête ou continus. Comme les tensions que l'on a pratiquement à étudier sont presque toujours, et de loin, inférieures à cette valeur, un amplificateur Y est indispensable pour la déviation verticale. Son gain doit être suffisant pour pouvoir reproduire lisiblement la tension la plus faible rencontrée, soit 1 mV à 1 V selon les appareils. Il devient alors nécessaire de pouvoir affaiblir sans le détériorer tout signal d'amplitude supérieure. On trouve généralement à cet effet deux atténuateurs. En partant des bornes d'entrée, il y a un premier atténuateur à haute impédance, compensé en fréquence, introduisant des affaiblissements de 1, 10, 100 et (quelquefois) 1000. La sortie de cet atténuateur est reliée à un changeur d'impédance (tube à charge cathodique) qui attaque un potentiomètre à basse impédance constituant un atténuateur progressif. On dispose donc d'un réglage « gros » permettant de ramener l'amplitude de la tension observée à la valeur approximative requise pour l'observation dans de bonnes conditions, et d'un réglage « fin » permettant de doser l'amplitude dans un rapport de 1 : 5 à 1 : 20 environ.

Un amplificateur, même d'excellente qualité, n'est bon qu'à condition d'être utilisé entre des limites prescrites, notamment en amplitude et en fréquence. La partie linéaire de la caractéristique de fonctionnement d'un amplificateur est forcément limitée, et en la dépassant on introduit de la distorsion. Si l'amplificateur est bien conçu, cette saturation ne doit se produire que pour une amplitude dépassant largement la hauteur de l'écran, ce qui constitue un avertissement indiscutable pour l'opérateur d'avoir à agir sur l'atténuateur à plots pour ramener l'amplitude à une hauteur compatible avec une bonne observation.

L'utilisation de l'amplificateur en dehors de ses limites de fréquence peut produire des oscillogrammes trompeurs. Supposons un amplificateur linéaire jusqu'à 100 kHz attaqué par une tension riche en harmoniques de fréquence 100 kHz. La fondamentale passera, mais les harmoniques seront arrêtés ou si fortement affaiblis qu'il ne restera qu'une onde sinusoïdale, alors que le signal réel est fortement distordu. En attaquant, d'autre part, ce même amplificateur par un signal de 200 kHz par exemple, le gain, donc l'amplitude de l'oscillogramme, serait fortement réduit. Pour obtenir une représentation suffisamment grande, on serait alors tenté d'augmenter la tension à l'entrée en réduisant l'affaiblissement, ce qui pourrait entraîner une saturation (des étages d'entrée, tout au moins), bien que l'oscillogramme soit de hauteur modeste. A condition que leur amplitude soit suffisante, de telles tensions peuvent être observées en attaquant directement les plaques de déviation.

Dans le cas normal du signal se trouvant dans la bande passante, on manœuvrera donc d'abord l'atténuateur à plots, puis on fignolera le réglage par l'atténuateur progressif. L'oscillogramme de la figure A-5

est trop petit pour pouvoir être examiné en détail, et n'est admissible qu'au cas où l'affaiblissement est déjà réduit au minimum. Sur la figure A-6, on voit un oscillogramme de hauteur exagérée, le détail des pointes se perd dans la courbure de l'écran. La hauteur la plus favorable est de 2/3 environ du diamètre d'écran, soit 4,5 à 5 cm pour un tube de 7 cm, et 8 à 9 cm pour un tube de 13 cm de diamètre d'écran.

Le canal Y comporte encore une paire de bornes d'entrée ou, dans le cas de fréquences élevées, une douille coaxiale. Si l'amplificateur est à liaisons directes, il y a aussi une entrée supplémentaire par condensateur, ou un système de commutation (pouvant faire partie de l'atténuateur à plots), permettant de bloquer la composante continue.

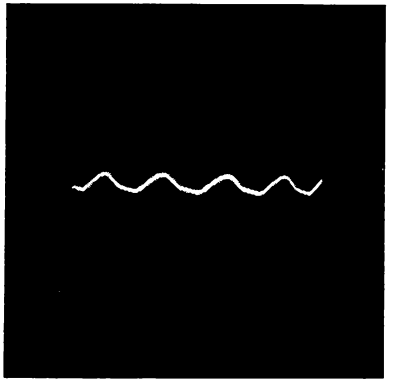


Fig. A-5. — Oscillogramme trop petit pour une bonne observation.

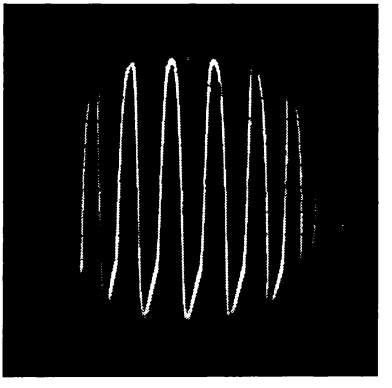


Fig. A-6. — Oscillogramme trop grand, distorsion aux bords.

Enfin, s'il existe un dispositif de calibrage en amplitude par une tension de référence incorporée, les réglages correspondants feront partie du groupe de commandes Y.

A. 4. — Commandes de la déviation horizontale

Tandis que le canal Y reçoit toujours le signal, l'amplificateur X de déviation horizontale peut être attaqué de différentes façons : tension en dents de scie de la base de temps, tension sinusoïdale ou un autre signal doivent pouvoir être branchés. De ce fait, la commutation du canal X est plus variée que celle du canal Y, et diffère d'un appareil à l'autre. D'un autre côté, l'amplificateur X est généralement moins sensible ; l'atténuateur à plots X (s'il y en a un) aura donc moins de positions. Il est souvent combiné avec un sélecteur des fonctions X qui branche l'amplificateur X sur la base de temps, sur les bornes d'entrée X et même, éventuellement, sur un enroulement 50 Hz du transformateur d'alimentation.

L'atténuateur progressif X est semblable à celui du canal Y. Dans les deux cas, on prévoit une « résistance-butée » R en série avec

le potentiomètre P (fig. A-7) qui limite l'affaiblissement introduit à un minimum, 1 : 10 par exemple. Cette disposition empêche la saturation du tube à charge cathodique placé en amont de l'atténuateur progressif, et qui passerait inaperçue du fait de la faible amplitude de l'oscillogramme. Grâce à cette résistance, il ne pourra y avoir surcharge du premier tube sans que l'oscillogramme atteigne une certaine amplitude. Sur certains oscilloscopes, cette résistance-butée est court-circuitée en position « balayage linéaire » pour pouvoir réduire la déviation à zéro.

L'amplitude optimum pour une bonne observation est plus grande pour X que pour Y. Sur la figure A-8, on voit en haut un oscillogramme de largeur insuffisante, correspondant à une mauvaise utilisation de l'écran. La trace inférieure est de bonne largeur. Si l'amplificateur X dispose d'une réserve généreuse d'amplitude, c'est un avantage appréciable, car on peut ainsi étaler un oscillogramme pour l'examen détaillé de certaines parties. La figure A-9 montre un exemple d'un oscillogramme « normal » (en haut), et après étalement (en bas), permettant de mieux observer certains détails. Cet étalement est ici obtenu en agissant sur l'atténuateur, sans toucher à la base de temps.

Un amplificateur à grande réserve d'amplitude doit avoir également une marge généreuse de cadrage pour pouvoir placer n'importe quelle partie de l'oscillogramme au centre de l'écran. Beaucoup d'oscilloscopes permettent d'étaler le tracé jusqu'à concurrence de 2 à 10 diamètres d'écran, 5 diamètres étant une valeur courante. Il y a là évidemment un compromis à réaliser, car en augmentant l'amplitude de la tension de sortie d'un amplificateur donné, on réduit sa bande

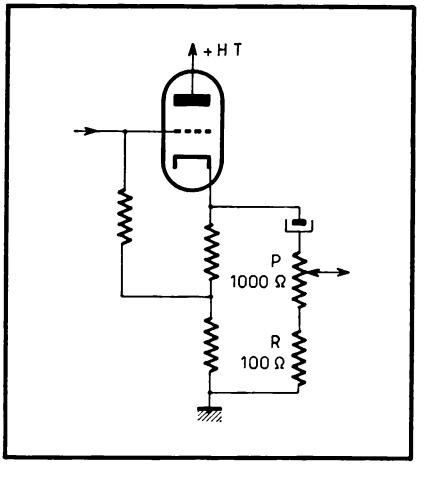


Fig. A-7. — Limitation de l'affaiblissement de l'atténuateur par résistance butée.

passante ; mais dans le cas de l'amplificateur X, la fréquence limite est toujours plus basse que pour le canal Y.

Comme le canal Y, le canal X a ses bornes d'entrée. Elles servent quelquefois encore à d'autres fonctions, par le jeu du sélecteur X.

A. 5. — Commandes de la base de temps

La partie base de temps comporte des boutons plus nombreux que les autres, et son réglage est aussi plus délicat. Sur les oscillloscopes « de service » on trouve deux réglages (gros et fin) de la fréquence, grossièrement étalonnés dans le cas le plus favorable. Dans les appareils de laboratoire destinés aux mesures (des impulsions, par exemple),

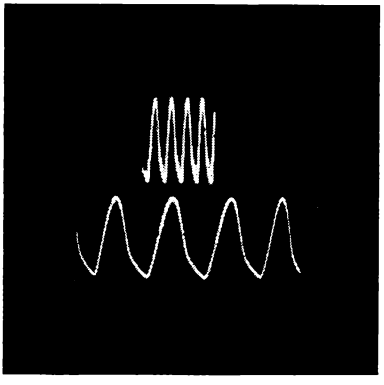


Fig. A-8. — Oscillogramme de largeur insuffisante en haut, bonne en bas.

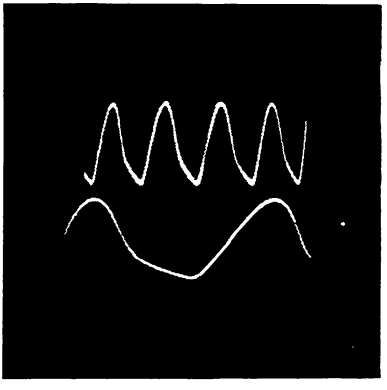


Fig. 9. — Représentation normale en haut, étalée (3 x) en bas.

la déviation horizontale est étalonnée, souvent même avec précision, en temps, et non pas en fréquence. On a alors souvent un seul réglage « vitesse de balayage » à contacteur comportant un certain nombre de positions.

On trouve toujours un sélecteur du mode de synchronisation, qui peut être interne (c'est-à-dire branché intérieurement sur l'amplificateur Y), externe (relié à une borne sur le panneau pour être actionné par une tension extérieure) et 50 Hz, pour la synchronisation de la base de temps sur la fréquence du réseau. Le même sélecteur peut encore permettre le choix entre les fonctionnements périodique et déclenché ; sur les oscilloscopes simples et de fabrication plus ancienne, le fonctionnement périodique existe seul.

La synchronisation est dosable à l'aide d'un potentiomètre. Sur certains appareils, le même potentiomètre permet de choisir la polarité du signal de synchronisation en même temps que son amplitude. Le zéro électrique (absence de synchronisation) se trouve alors au milieu de la course, et en tournant le bouton dans un sens ou dans l'autre, on augmente la tension de synchronisation avec l'une ou l'autre polarité. La figure A-10 donne un exemple d'un tel montage.

On trouve enfin une borne pour la synchronisation extérieure ou le déclenchement, et quelquefois encore un branchement permettant

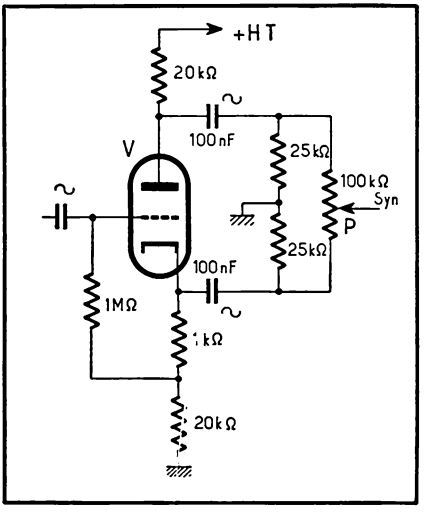


Fig. A-10. — Réglage progressif de la synchronisation par signaux positifs et négatifs.

de prélever des impulsions de la base de temps pour déclencher un circuit d'un montage étudié. Dans le cas des bases de temps monocourse n'effectuant qu'un seul balayage après déclenchement, il y a aussi un bouton de réarmement autorisant un nouveau fonctionnement.

Des renseignements sur l'utilisation correcte de la base de temps seront donnés au chapitre suivant ; il est en effet nécessaire de bien comprendre d'abord le mécanisme de la genèse d'un oscillogramme.

B

NAISSANCE D'UN OSCILLOGRAMME

Pour pouvoir déchiffrer un oscillogramme, il faut d'abord bien comprendre le mécanisme de sa genèse. C'est ce que nous nous proposons d'examiner dans ce chapitre.

B. 1. — La production d'une trace par un spot

Le col du tube cathodique comporte un dispositif judicieusement appelé « canon à électrons » (ou électronique). Une cathode émet des électrons, une première grille (le Wehnelt), dose ce flux électronique en fonction de son potentiel par rapport à la cathode, exactement comme dans tout autre tube à vide. Le faisceau traverse ensuite plusieurs électrodes cylindriques qui constituent l'optique électronique, et dont l'objet est de le concentrer en un point d'impact très fin sur l'écran.

Sur un écran de verre simple non traité, ce point d'impact des électrons serait invisible. C'est pourquoi la face interne de cet écran est recouverte d'une substance fluorescente de teinte blanchâtre (appelée « phosphor » par les Anglo-Saxons, mais ne contenant en fait pas de phosphore). Frappée par des électrons, cette substance émet des photons, autrement dit de la lumière visible, et l'impact des électrons devient visible sous la forme d'une petite tache lumineuse, le spot.

Pour que nous puissions voir le passage d'un spot (et surtout, s'il est rapide), il faut encore que la substance fluorescente soit dotée d'une certaine rémanence, autrement dit qu'elle continue à émettre des photons pendant un temps déterminé après l'excitation électronique. Si la rémanence est trop faible, l'œil ne perçoit plus la continuité d'une trace à basse vitesse ; si elle est trop grande, une nouvelle trace apparaît avant l'effacement de la précédente, et l'image peut être confuse. Pour les travaux oscilloscopiques normaux, on utilise une rémanence moyenne de 0,05 *s*, ce qui signifie que la luminosité de la trace tombe à 1 % de sa valeur en 0,05 *s*.

Bien que tous les écrans aient une teinte blanchâtre, la couleur de la trace dépend de la substance particulière utilisée. En oscilloscopie, on utilise généralement des écrans à fluorescence jaune-vert ; pour la photographie, on préfère le tracé bleu, plus actinique.

B. 2. — Les déviations horizontale et verticale

Pour qu'il y ait une trace, il faut que le spot que nous venons de produire se déplace, qu'il « balaie » l'écran. A cet effet, on a disposé dans le tube, dans l'espace compris entre le canon et l'écran,

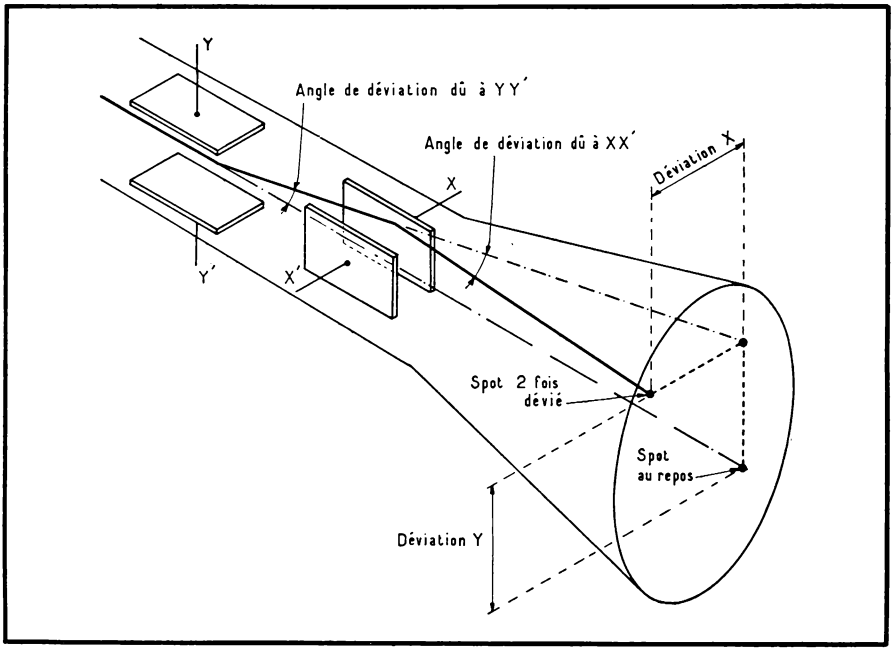


Fig. B-1. — L'action des plaques de déviation.

deux paires de plaques de déviation appelées XX' et YY'. La déviation verticale (dans le sens y) est obtenue par les plaques YY' (disposées horizontalement), et le spot est dévié horizontalement (dans le sens x) par les plaques (verticales) XX' (fig. B-1).

On peut assimiler le faisceau à un fil conducteur long et infiniment mince (donc parfaitement souple et dénué d'inertie) traversé par un courant électrique et placé dans le champ électrique d'une paire de plaques de déviation, YY' par exemple. Le champ électrostatique ne dépend pas du potentiel absolu d'une plaque, mais de la différence de potentiel entre les deux. (Dans la déviation asymétrique,

l'une des plaques est à la masse ; l'autre aura alors un potentiel alternativement positif et négatif. Mais, à moins d'une correction spéciale, ce montage produit de l'astigmatisme.)

Le sens de ce champ est tel qu'une plaque positive attire le faisceau, et qu'une plaque négative le repousse. Avec la polarité indiquée sur la figure, le faisceau est donc infléchi vers le haut. Une inversion des polarités le dévierait évidemment vers le bas. Le spot étant initialement au repos au centre de l'écran, on peut donc le faire voyager entre les bords supérieur et inférieur de l'écran (et même au-delà, ce qui n'offre d'ailleurs aucun intérêt) en appliquant les tensions nécessaires aux plaques YY'.

De même, l'application de tensions adéquates aux plaques XX' permet de déplacer le spot horizontalement entre les bords gauche et droit de l'écran. On conçoit donc qu'en combinant judicieusement les tensions appliquées à chaque paire de plaques, on puisse faire occuper au spot toute position voulue sur l'écran. (Nous avons trouvé inutile d'illustrer cet exposé par des photos d'un spot fixe se trouvant en différents endroits de l'écran.)

B. 3. — La composition géométrique des déviations

La mobilité du spot étant établie, il faut voir maintenant comment les deux forces perpendiculaires de déviation se conjuguent pour produire une trace prévisible et interprétable. On procède point par point pour tous les points importants de la courbe, en composant chaque fois les forces agissant *au même instant*. En reliant les points ainsi obtenus entre eux, on obtient la forme de l'oscillogramme qui apparaît lorsque

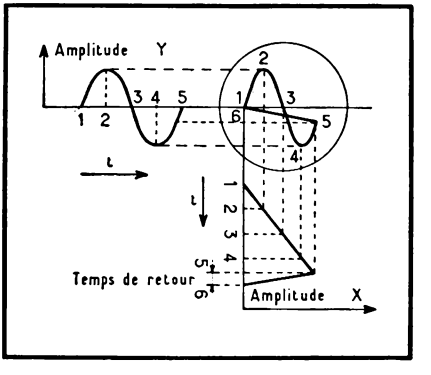


Fig. B-2. — Composition géométrique d'une tension sinusoïdale et d'une dent de scie.

les tensions correspondantes sont appliquées *avec la même relation de phase* aux deux paires de plaques.

La figure B-2 en donne un premier exemple ; c'est la composition d'une tension sinusoïdale appliquée en YY' et d'une tension de balayage en dents de scie branchée sur XX'. Pour la déviation verticale (sens y), nous avons un axe des temps horizontal auquel les amplitudes sont perpendiculaires. Pour le sens x, l'axe des temps est vertical (de haut

en bas), et l'amplitude est positive à droite, et négative à gauche de cet axe. Les instants importants correspondant à des points particuliers de la courbe sont ici repérés de 1 à 6. En reportant la position de chaque point au même instant horizontalement pour y et verticalement pour x, on obtient des points d'intersection qui constituent les points essentiels de la courbe affichée sur l'écran. Dans le cas présent, c'est évidemment une sinusoïde, car le déroulement d'une tension sinusoïdale en fonction du temps au moyen d'une base de temps linéaire ne saurait être qu'une sinusoïde. Notons d'ailleurs qu'en raison du temps non négligeable occupé par le retour du spot à sa position de départ (points 5, 6), la courbe est abrégée et revient à son point de départ sans avoir touché l'horizontale. Pour cette raison, on préfère toujours afficher plusieurs périodes au lieu d'une seule. L'oscillogramme correspondant est représenté sur la figure B-3.

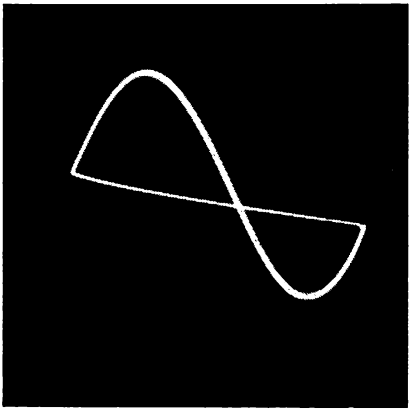
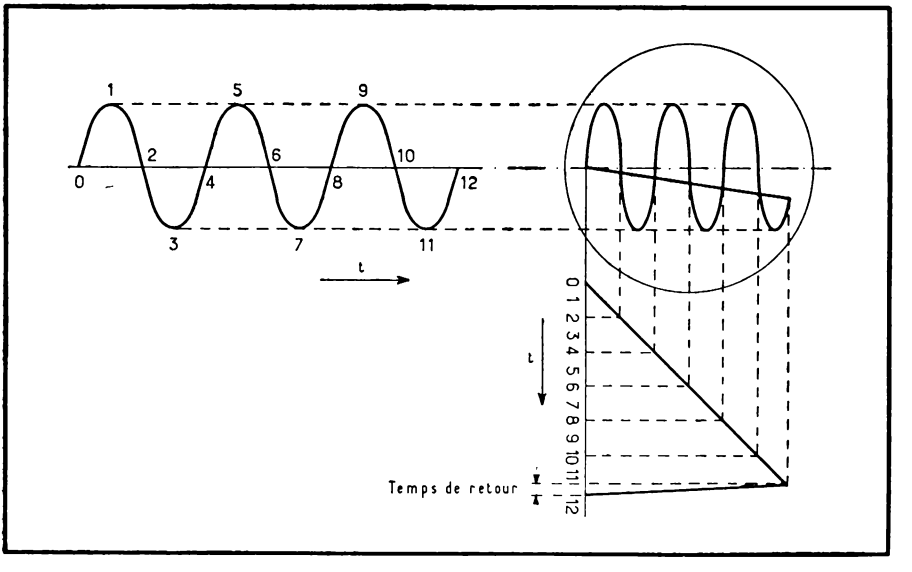


Fig. B-3. — L'oscillogramme correspondant.

Fig. B-4 (ci-dessous). — **Tracé de trois périodes sinusoïdales.**



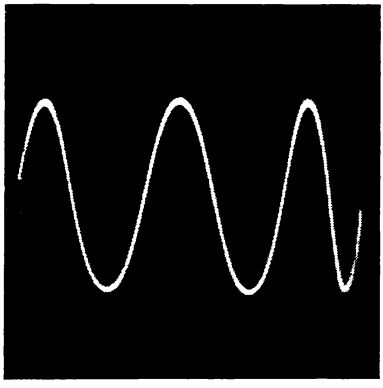


Fig. B-5. — L'oscillogramme correspondant.

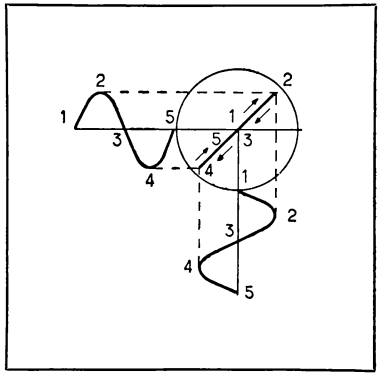


Fig. B-6. — Composition de deux tensions de mêmes forme et phase.

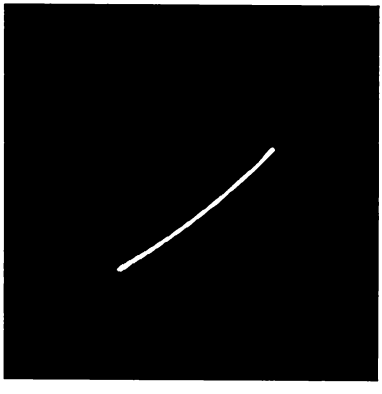


Fig. B-7. — Deux tensions de mêmes forme et phase produisent une droite inclinée.

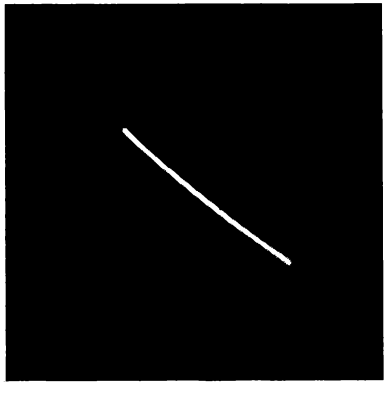


Fig. B-8. — Deux tensions de même forme, en opposition de phase.

Un autre exemple de la composition d'une onde sinusoïdale avec une tension en dents de scie est montré sur la figure B-4. On a ici trois périodes complètes pour un seul aller de la base de temps ; la fréquence du signal est donc trois fois celle du balayage, et trois périodes se dessinent. L'oscillogramme correspondant est celui de la figure B-5. Les deux premières périodes sont entières, et seule la dernière est un peu écourtée.

Voyons maintenant la composition de deux tensions de mêmes forme et phase (fig. B-6). En procédant comme précédemment, nous obtenons une droite allant d'un point situé en bas à gauche à un point en haut à droite. Si les amplitudes sont égales, cette droite est inclinée à 45° ; si elles diffèrent, elle s'incline davantage vers l'horizontale ou la verticale. Cette droite est visible sur la figure B-7. Si l'une des tensions

était en opposition de phase par rapport à l'autre, la droite occuperait les deux autres quadrants (fig. B-8).

Dans notre exemple, les deux tensions étaient sinusoïdales ; mais on retiendra que :

la composition de deux tensions de forme quelconque, mais identiques et de même phase, donne toujours une droite inclinée allant d'en bas à gauche vers le haut à droite.

Dans le cas de deux tensions sinusoïdales de même fréquence, mais en quadrature (déphasage 90°) on obtient un cercle si les amplitudes sont égales (fig. B-9 et B-10). Si les amplitudes diffèrent, on voit une ellipse à grand axe horizontal ou vertical (fig. B-11 et B-12). Une ellipse

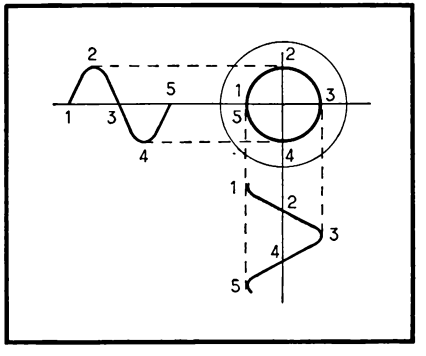


Fig. B-9. — Deux tensions de même forme, mais en quadrature.

inclinée montre un déphasage différent, non multiple de 90°, comme nous le verrons dans le paragraphe C-5, consacré aux figures de Lissajous.

Si les deux ondes, tout en étant identiques et en quadrature, ne sont pas des sinusoïdes « pures » (en fait, une vraie sinusoïde ne peut être que pure), leur composition ne donne plus une circonférence ou une ellipse parfaites, mais une figure fermée plus ou moins déformée. Ainsi, la « patate » de la figure B-13 a été obtenue par la composition d'ondes de la forme représentée sur la figure B-14. On retiendra donc que pour des ondes identiques, mais en quadrature, la forme de la figure fermée résultant de la composition dépend de la forme de l'onde.

Comme notre propos est ici uniquement de montrer le mécanisme de la composition de deux traces, nous arrêtons ici les démonstrations que l'on pourrait multiplier à l'infini. En appliquant la même méthode, il est facile d'étudier chaque cas, et même de trouver la forme des tensions composantes pour obtenir un oscillogramme « taillé sur mesure ».

B. 4. — Le réglage correct de la base de temps

Dans la majeure partie des applications de l'oscilloscope, il s'agit de représenter le déroulement dans le temps d'un phénomène périodique. On se sert pour cela de la base de temps (linéaire) incorporée dans tout oscilloscope, et qui a pour objet de « balayer » le spot à vitesse constante

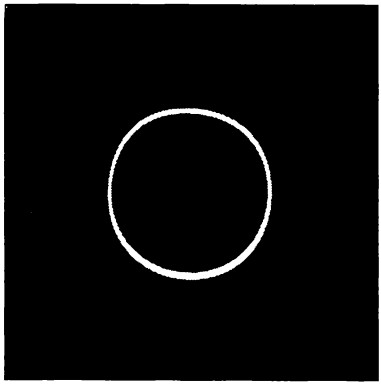


Fig. B-10. — Le cercle indique un déphasage de 90°.

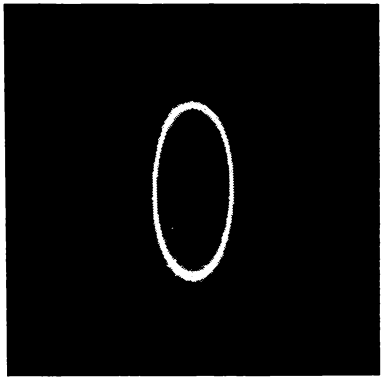


Fig. B-11. — Déphasage 90°, amplitudes inégales.

(car autrement, elle ne serait pas linéaire) et réglable de gauche à droite. Arrivé à l'extrémité droite de son excursion, le spot doit fatalement revenir à son point de départ à gauche. Pour que ce retour soit le moins gênant possible, on s'efforce à le rendre aussi rapide que possible ; mais le temps de retour ne peut évidemment pas être nul, et, aux grandes vitesses de balayage, il peut même occuper une portion appréciable du cycle. Pour rendre l'oscillogramme plus clair, on efface généralement la trace de retour par l'application d'une tension négative sur le Wehnelt pendant ce temps. De toute façon, du fait de sa vitesse beaucoup plus grande, cette trace est nettement plus pâle que celle de l'aller.

Nous avons vu plus haut qu'il est bon d'afficher plusieurs cycles (généralement 3 à 5) d'un phénomène observé, ce qui implique pour la base de temps une fréquence de récurrence qui est 1/3 à 1/5 de la

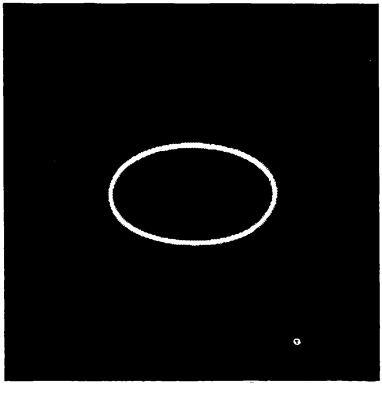


Fig. B-12. — Déphasage 90°, amplitudes inégales.

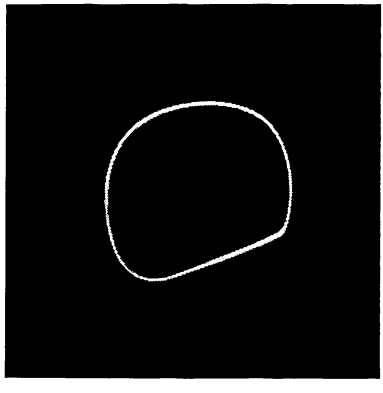


Fig. B-13. — Une déformation du cercle ou de l'ellipse indique une distorsion dans l'onde de départ.

fréquence du signal. Bien que les bases de temps ne soient pratiquement jamais étalonnées en fréquence (les modèles perfectionnés sont étalonnés en vitesses), il est bon de connaître la relation entre les deux fréquences, ne serait-ce que pour savoir dans quel sens il faut régler la base de temps pour obtenir la représentation souhaitée.

En appelant f_y la fréquence du signal appliqué à YY' et f_x la fréquence de récurrence de la base de temps, on obtient un nombre de cycles égal à f_y/f_x ; ce rapport doit être un nombre entier. Ainsi, sur la figure B-15, on compte 6 sommets en bas (il y en a aussi 6 en haut, en tenant compte du sommet se dessinant durant le retour). On a donc $f_y/f_x = 6$. Si ce rapport excède 10 par exemple, l'examen des détails devient difficile (fig. B-16).

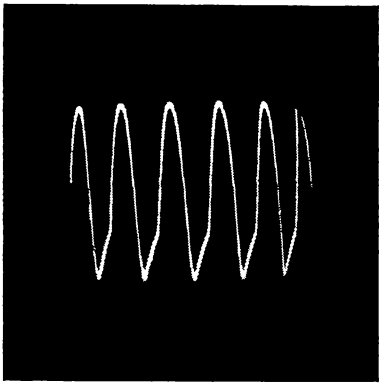


Fig. B-14. — La distorsion de l'onde de départ.

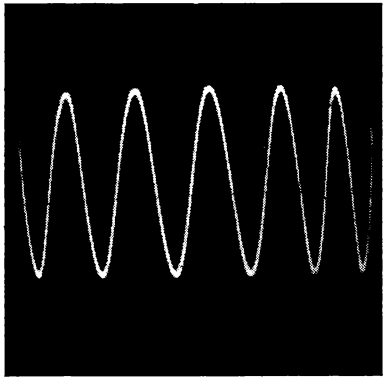


Fig. B-15. — La fréquence de la base de temps est de 1/6 de celle du signal.

Lorsque ce rapport est un nombre fractionnaire, on obtient plusieurs traces (fig. B-17). On trace alors (au moins mentalement) une droite horizontale tangente aux boucles (en haut ou en bas) et une droite verticale coupant les courbes, et on a :

$$f_y/f_x = \frac{\text{nombre de boucles complètes touchant la tangente}}{\text{nombre de courbes coupées par la verticale}}$$

Dans le cas de la figure B-17, on a $f_y/f_x = 2/3$. Pour $f_y/f_x = 3/2$, on obtient la figure B-18. Le rapport est de 1/2 pour la figure B-19, de 3/4 pour la figure B-20 et de 7/5 (plus difficile à compter) pour la figure B-21.

Si le rapport des fréquences n'est pas rigoureusement fixe (et il l'est rarement pour les rapports fractionnaires), on a l'impression de voir des lignes hélicoïdales tracées sur un cylindre transparent tournant lentement autour de son axe horizontal. Si f_y/f_x est un nombre entier (et c'est le seul cas intéressant dans la pratique), la stabilité de l'oscillogramme est fonction de la synchronisation que nous examinerons maintenant.

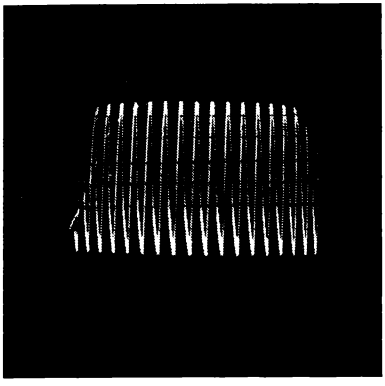


Fig. B-16. — Avec plus de 10 cycles tracés, l'observation devient difficile.

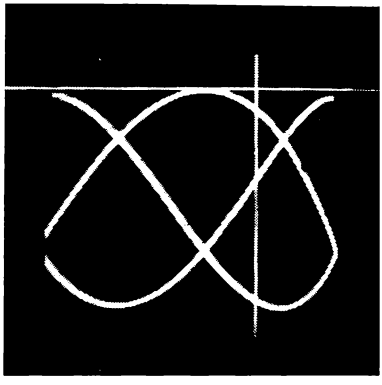


Fig. B-17. — Rapport $f_y/f_x = 2/3$.

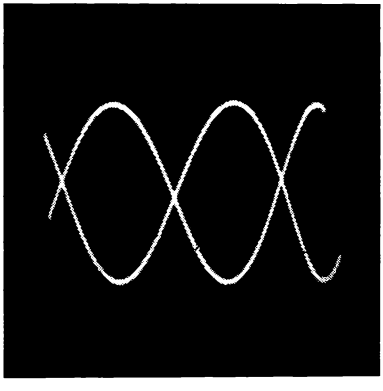


Fig. B-18. — Rapport $f_y/f_x = 3/2$.

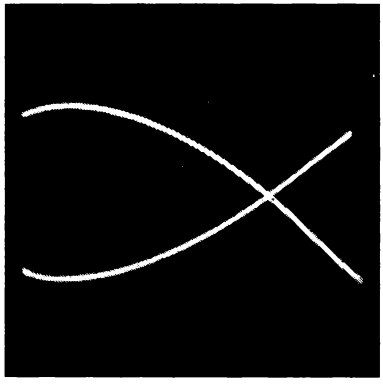


Fig. B-19. — Rapport $f_y/f_x = 1/2$.

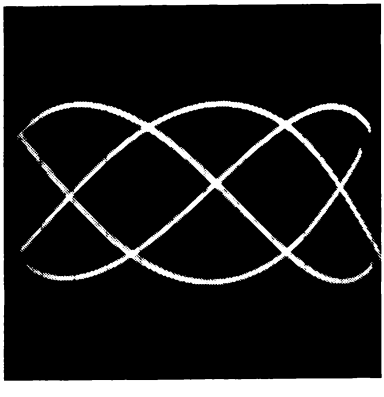


Fig. B-20. — Rapport $f_y/f_x = 3/4$.

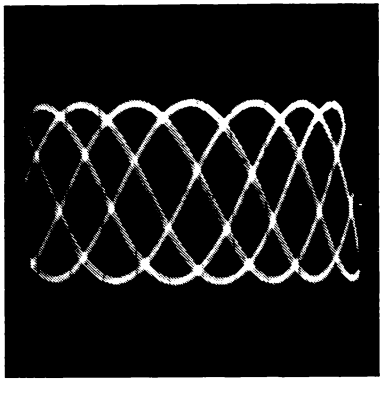


Fig. B-21. — Rapport $f_y/f_x = 7/5$.

B. 5. — L'art de la synchronisation

Pour que l'œil perçoive un oscillogramme stationnaire d'un phénomène périodique, il est nécessaire que les tracés consécutifs se superposent très exactement. A cet effet, on peut soit déclencher le départ du balayage à un point déterminé de l'onde à examiner, soit provoquer l'arrêt et le retour consécutif à un tel point. Cette fonction est accomplie par la synchronisation.

Pour bien comprendre le mécanisme de la synchronisation, examinons une base de temps simple à thyratron dont le fonctionnement est facile à suivre (fig. B-22). Au début du cycle, le condensateur C est déchargé, et le thyratron V est non conducteur. Par l'intermédiaire de la résistance R_f (déterminant la fréquence de répétition), C se charge progressivement et le potentiel de la plaque de V augmente. Du fait de sa polarisation initiale par les résistances R_1 et R_c, le thyratron reste

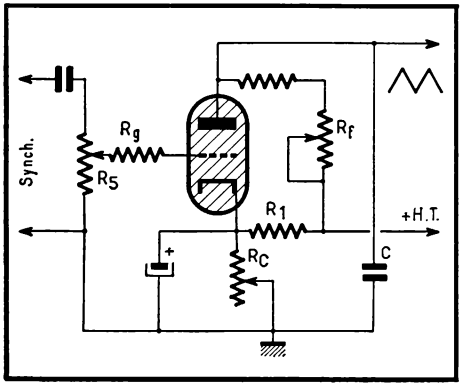


Fig. B-22. — Base de temps simple à thyratron.

cependant bloqué. A un certain potentiel d'anode déterminé par la polarisation, le thyratron devient brusquement conducteur et décharge C d'un seul coup. Le cycle recommence alors de lui-même. La charge lente et la décharge rapide du condensateur produisent à ses bornes une onde en forme de dents de scie utilisée pour le balayage linéaire (fig. B-23). La fréquence est variable progressivement au moyen de R_f, et par bonds en utilisant pour C des condensateurs de valeur différente.

Ce fonctionnement est décrit par le graphique B-24 qui représente la tension aux bornes de C. En l'absence de dispositif limiteur (thyratron), cette tension croîtrait d'abord proportionnellement au temps (région linéaire utilisable), puis de plus en plus lentement pour atteindre la valeur de la H.T. Du fait de la présence du thyratron, la charge prend fin lorsqu'on atteint le potentiel d'ionisation E_i. La tension aux bornes du condensateur tombe alors brusquement sans toutefois devenir nulle, car au potentiel de désamorçage E_d, le thyratron cesse d'être conducteur, et le cycle de charge recommence. Pour une valeur plus faible de R_c (donc de la polarisation), le potentiel d'ionisation s'abaisse à E'_i et on

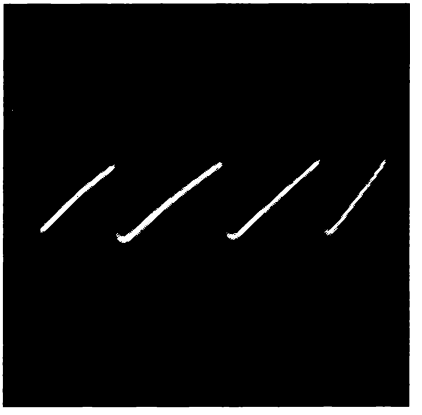


Fig. B-23. — Dents de scie produites par la base de temps.

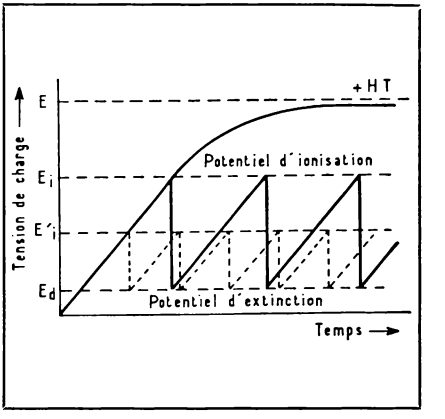


Fig. B-24. — L'amplitude de la dent de scie est déterminée par les potentiels d'ionisation et d'extinction.

obtient le tracé en pointillé à amplitude plus faible, mais à fréquence plus grande.

Comme on peut le voir sur la figure B-25, la tension de synchronisation appliquée à la grille se superpose à la polarisation et « module » ainsi le potentiel d'ionisation qui varie de ce fait entre E'_i et E''_i. Le thyratron qui, en l'absence de synchronisation, s'amorçait en E_i est maintenant déclenché au point de rencontre de la droite de charge avec le potentiel d'ionisation modulé, soit à un niveau compris entre E_i et E''_i.

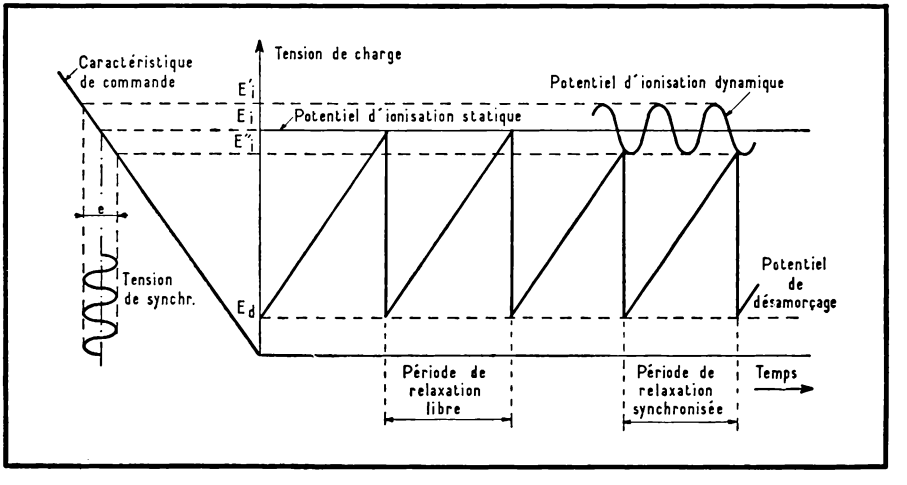


Fig. B-25. — Le mécanisme de la synchronisation.

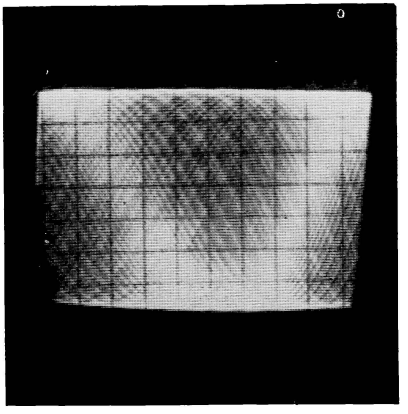


Fig. B-26. — Oscillogramme brouillé, synchronisation insuffisante.

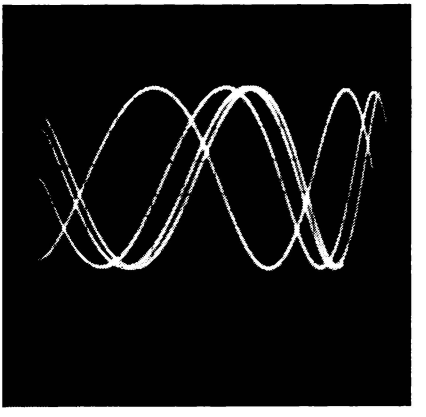


Fig. B-27. — Synchronisation insuffisante, courbes multiples.

La base de temps est ainsi asservie à la fréquence de l'onde de synchronisation qui est généralement celle du signal. Cette synchronisation ne peut se faire qu'en écourtant la charge, donc en augmentant la fréquence de balayage. On retiendra donc que, pour une synchronisation efficace, la fréquence de la base de temps doit être *légèrement inférieure* à la valeur requise pour un oscillogramme correct.

Dans le cas d'une synchronisation insuffisante ou nulle, on obtient un oscillogramme brouillé comme sur la figure B-26. Une synchronisation plus forte, mais toujours insuffisante, produit un oscillogramme à plusieurs traces décalées (fig. B-27).

Il est tout aussi mauvais d'exagérer la synchronisation. Comme le montre le graphique de la figure B-28, une amplitude excessive de la tension de synchronisation réduit plus ou moins fortement l'excursion de la base de temps. La trace se raccourcit, et le nombre de périodes représentées diminue (fig. B-29). Dans le cas de la représentation d'une période unique d'un phénomène, l'excès de synchronisation amène une distorsion sérieuse de l'onde (fig. B-30). Si, de plus, le réglage de fré-

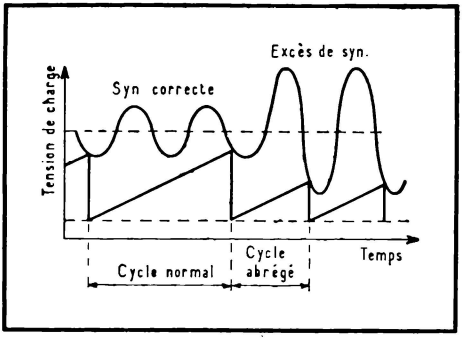


Fig. B-28. — Une synchronisation excessive réduit fortement l'amplitude du balayage.

quence est incorrect, on obtient un oscillogramme comme celui de la figure B-31.

De tout cela, il résulte que l'art de la bonne synchronisation consiste à régler d'abord la base de temps (en l'absence de synchronisation) à une fréquence voisine, un peu inférieure à la valeur désirée, puis à augmenter progressivement la synchronisation jusqu'à la stabilisation de l'image, en retouchant au besoin le réglage de la fréquence de la base de temps. *Il faut toujours opérer avec la moindre synchronisation possible.*

Il est évident qu'un signal à flancs raides (une impulsion, par exemple) assure un déclenchement plus précis de la base de temps qu'une sinusoïde qui présente des variations d'amplitude très progressives, et il arrive souvent qu'un oscillogramme bien synchronisé se met à bouger lorsque l'amplitude diminue, exigeant alors une retouche du réglage de synchronisation. (Si le signal descend au-dessous d'un niveau minimum donné, il y a perte de synchronisation de toute manière.)

On obtient une synchronisation très précise et uniforme avec un déclencheur de Schmitt que l'on trouve dans les oscilloscopes perfec-

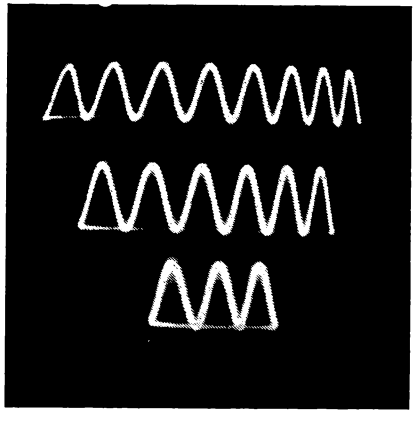
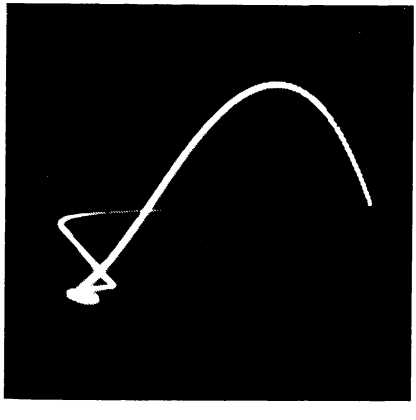
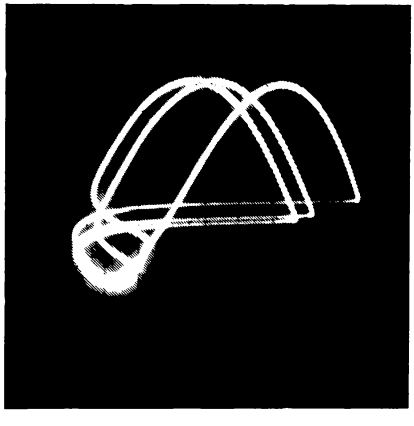


Fig. B-29. — Disparition successive de périodes entières.

Fig. B-31 (à droite, ci-dessous). — **Synchronisation excessive, mauvais réglage de fréquence.**

Fig. B-30 (ci-dessous). — **Oscillogramme fortement sursynchronisé d'une période.**





tionnés. S'il n'est pas incorporé dans l'appareil, il est assez facile de le réaliser sous forme d'un adaptateur à intercaler entre la source de signal et la borne de synchronisation externe. Le déclencheur de Schmitt (voir § D-3) est un montage dérivé du multivibrateur dont la tension de sortie a toujours l'une ou l'autre de deux valeurs fixes, suivant l'amplitude du signal à l'entrée, même si ses variations sont très lentes. En appliquant une sinusoïde à l'entrée, on recueille donc à la sortie une onde rectangulaire qui, après différentiation, produit des impulsions idéales pour la synchronisation (fig. B-32). Mais l'onde rectangulaire convient aussi parfaitement à la synchronisation, et on évite ainsi la complication d'avoir à faire varier la constante de temps du circuit de différentiation en fonction de la fréquence. L'amplitude et le temps de montée de la tension de sortie sont constants et indépendants de l'amplitude à l'entrée qui peut varier entre de larges limites, ce qui est très avantageux et assure une excellente stabilité de synchronisation. Une amplitude de quelques volts est toutefois nécessaire à l'entrée ; si elle est insuffisante, il n'y a plus de synchronisation du tout. Si les signaux sont de faible amplitude, il est donc nécessaire de faire précéder le déclencheur de Schmitt d'un amplificateur.

B. 6. — La synchronisation déclenchée

Il arrive que des phénomènes, qui peuvent par ailleurs avoir une allure identique, se produisent à des intervalles irréguliers. Une base de temps périodique les présenterait alors en des endroits variés le long

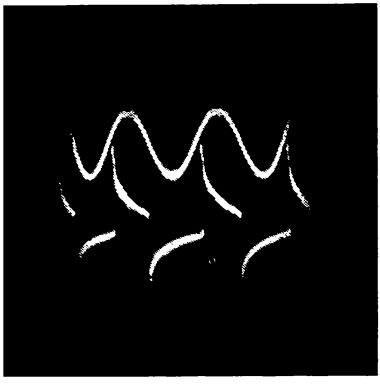


Fig. B-32. — Impulsions délivrées par un déclencheur de Schmitt.

de l'axe des x, au hasard de leur arrivée. En utilisant une base de temps déclenchée par le signal au moment de son arrivée, on fait partir tous les oscillogrammes successifs du même point, et les traces se superposent exactement. Il est évident que rien n'empêche d'utiliser une base de temps déclenchée pour la représentation de phénomènes périodiques.

Dans une base de temps périodique, les fonctions de production de la tension de balayage linéaire et de la relaxation récurrente sont

généralement dépendantes, et souvent indissociables : la fin de la dent de scie (éventuellement avancée par la synchronisation) engendre automatiquement le départ du nouveau cycle. Dans une base déclenchée, ces fonctions sont distinctes et indépendantes : il y a un générateur de

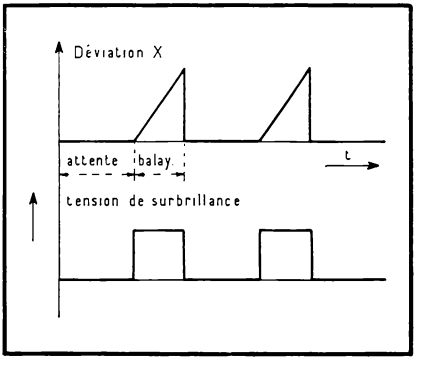


Fig. B-33. — La tension de surbrillance appliquée au Wehnelt pendant la course déclenchée.

balayage et un circuit de déclenchement. Au début, le spot occupe une position d'attente, généralement tout à gauche de l'écran, et il y reste jusqu'à l'arrivée du signal de déclenchement. A ce moment, il effectue aussitôt son excursion, puis revient au point de départ, en attendant le prochain déclenchement.

Comme le temps d'attente peut occuper une partie importante, sinon la plus grande du cycle, le spot au repos à gauche de l'écran (ou la droite verticale, si une tension est appliquée durant le temps d'attente) est nettement plus brillant que la trace utile. On peut obvier à cet inconvénient en décadrant l'oscillogramme vers la gauche en sorte que le spot au repos soit en dehors de l'écran. Une solution plus élégante est appliquée aux oscilloscopes professionnels : on réduit fortement la luminosité par une grande polarisation du Wehnelt, et on lui applique durant tout l'aller du spot une impulsion rectangulaire de polarité positive, dite de surbrillance, dérivée de la base de temps (fig. B-33). Ainsi, la trace utile est seule visible.

C

LA MESURE DES GRANDEURS ÉLECTRIQUES

Bien que les appareils perfectionnés permettent la mesure directe des tensions et des temps, l'oscilloscope est avant tout un instrument d'évaluation qualitative. Tous les appareils permettent cependant de mesurer les grandeurs électriques fondamentales, et nous allons voir comment.

C. 1. — La mesure des tensions continues

Pour pouvoir mesurer une tension continue à l'aide d'un tube cathodique, il faut pouvoir se brancher directement sur les plaques de déviation YY', sans interposition de condensateur. Cette possibilité est prévue sur beaucoup d'appareils ; si elle ne l'est pas, on peut aisément apporter une modification en s'inspirant de la figure C-1. La tension à mesurer est branchée aux bornes de l'une des résistances de fuite... à condition

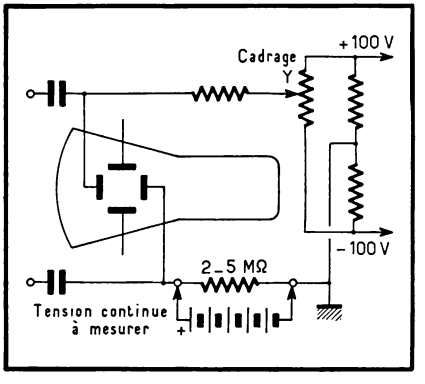


Fig. C-1. — Mesure d'une tension continue.

qu'elle retourne directement à la masse ; sinon, les potentiels sont mal définis, et les mesures risquent d'être fausses.

Pour éviter d'avoir un spot immobile, on fait fonctionner la base de temps d'une manière quelconque et on décentre la ligne de base

vers le bas, à une position bien repérée. On branche alors une tension d'étalonnage et on la règle pour élever la ligne de base de 75 mm, par exemple, pour un tube de 135 mm. (Pour la polarité inverse, il faut évidemment placer la ligne de base au départ en haut.) Les deux positions de la ligne de base photographiées par expositions successives sont visibles sur la figure C-2. Soit 225 V la tension d'étalonnage mesurée (tube 5CP1, tension d'accélération totale 4 000 V) ; on a alors un facteur

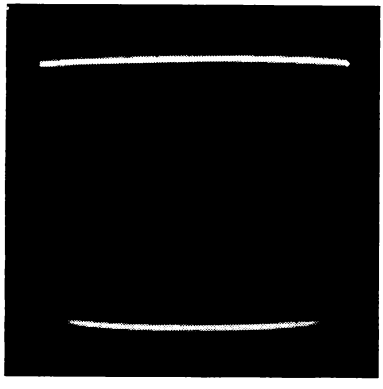


Fig. C-2. — Mesure d'une tension continue, base de temps en marche.

de déviation de 225/7,5 = 30 V/cm. On branche ensuite la tension inconnue, on mesure la nouvelle distance entre les deux lignes et on en déduit la valeur de la tension inconnue par une simple règle de trois.

Cette méthode n'est applicable qu'aux tensions comprises, mettons, entre 10 et 300 V. On peut mesurer des tensions plus grandes à l'aide d'un diviseur étalonné, et des tensions plus faibles si l'oscilloscope possède un amplificateur à courant continu stable ; les tensions sont alors branchées sur les bornes d'entrée.

A défaut d'un écran gradué, on peut pointer la position de la ligne de base par un point d'encre de stylo, facile à effacer, pour faciliter le repérage. Mais la précision de mesure n'est pas élevée. Il y a d'abord l'erreur dans la détermination de l'élongation, augmentée encore aux grandes amplitudes par la courbure des bords de l'écran qu'on distingue déjà sur la figure C-2. De plus, le facteur de déviation du tube est inversement proportionnel à sa tension d'accélération, de sorte qu'une variation momentanée de la tension du réseau peut produire des erreurs importantes. Somme toute, un bon voltmètre est beaucoup plus précis, et plus pratique à utiliser. Nous avons cependant tenu à exposer une méthode qui, bien que théorique, ne doit pas être ignorée.

C. 2. — La mesure des tensions alternatives

En revanche, la mesure des tensions alternatives à l'oscilloscope, tout en étant plus facile à effectuer, peut présenter des avantages réels, notamment pour connaître l'amplitude de certaines parties d'une onde composée.

Il y a plusieurs manières différentes d'évaluer une tension alternative. La tension *efficace* V_{eff} mesure en quelque sorte l'efficacité d'un courant alternatif ; dans une résistance, elle développe la même quantité de chaleur qu'une tension continue de même valeur. La tension de *crête* V_c est l'amplitude maximale positive *ou* négative qu'atteint une onde. Enfin, la tension *crête à crête* V_{cc} mesure l'excursion totale entre sommets positifs et négatifs.

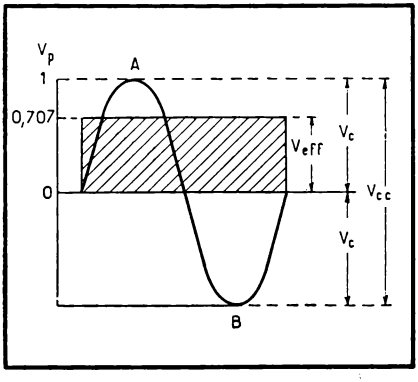


Fig. C-3. — Les relations entre les tensions efficace, de crête et de crête-à-crête.

La figure C-3 montre les relations entre ces différentes tensions. La surface du rectangle hachuré a pour hauteur la tension continue qui produit le même effet thermique que l'onde sinusoïdale ; son amplitude est de 0,707 V_c. Cette relation n'est toutefois valable que pour une onde sinusoïdale. On comprend parfaitement que pour une onde rectangulaire symétrique, on a $V_{eff} = V_c$, et que, pour des impulsions, V_{eff} peut n'être qu'une faible fraction de V_c.

Les voltmètres ordinaires mesurent V_{eff} ou la tension moyenne V_{moy} qui diffère peu d'elle ; les voltmètres de crête mesurent évidemment V_c. Sur un oscilloscope on mesure normalement l'amplitude totale V_{cc} et, moyennant certaines précautions (rétablissement de la référence zéro), les tensions de crête positive et négative. Si l'onde est symétrique par rapport au zéro, on a évidemment $V_{cc} = 2\ V_c$; mais ce n'est pas toujours le cas. On ne peut donc comparer les indications d'un voltmètre et d'un oscilloscope que dans certaines conditions.

La mesure des tensions alternatives à l'oscilloscope est facilitée par le fait que pratiquement tous les appareils permettent l'accès direct aux plaques de déviation ; l'interposition d'un condensateur n'est pas gênante à condition que sa capacité soit suffisamment grande. De plus, on obtient ici directement une ligne verticale (en l'absence de balayage) dont on mesure facilement la longueur (fig. C-4).

Appliquons aux plaques YY' une tension sinusoïdale variable obtenue par un autotransformateur variable (*Variac* ou autre) et mesurée par un voltmètre alternatif gradué en tensions efficaces. Pour une trace longue de 75 mm, nous mesurons alors $V_{eff} = 80$ V, ce qui correspond *pour une tension sinusoïdale* à $80/0{,}707 = 112{,}5\ V_c$ ou $112{,}5 \times 2 = 225\ V_{cc}$. Le facteur de déviation est alors $225/7{,}5 = 30\ V_{cc}$/cm. C'est le même

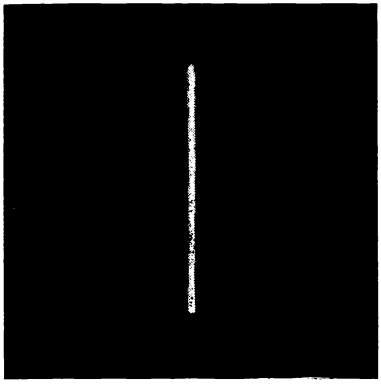


Fig. C-4. — Etalonnage du tube par une tension alternative.

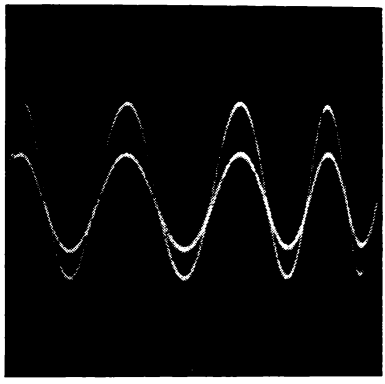


Fig. C-5. — Deux sinusoïdes de mêmes fréquence et phase.

facteur qu'en courant continu, ce qui était d'ailleurs à prévoir. Si on parle du facteur de déviation, il s'agit donc indifféremment de volts *continus* ou *crête à crête.*

Cet étalonnage préalable étant fait, on peut déterminer la valeur crête à crête d'une tension inconnue par la proportionnalité des élongations comme précédemment. Rien n'interdit d'ailleurs d'utiliser l'amplificateur incorporé pour la mesure des tensions faibles, la dérive si gênante en courant continu n'existant pas ici. Dans le cas d'une onde complexe (de télévision, par exemple), on peut même mesurer de cette manière sur l'oscillogramme l'amplitude positive ou négative d'impulsions choisies.

C. 3. — L'évaluation des déphasages

L'oscilloscope bicourbe (que l'on peut d'ailleurs réaliser avec tout oscilloscope en faisant précéder son entrée d'un commutateur électronique) permet une excellente « visualisation » de la différence de phase entre deux ondes. La figure C-5 montre deux sinusoïdes d'amplitudes différentes, de même phase. Sur la figure C-6, le déphasage est compris entre 0 et 90°. Les ondes de la figure C-7 sont en quadrature (angle de phase $\varphi = 90°$). Cette condition se présente lorsqu'une onde passe par l'axe des zéro pendant que l'autre atteint un maximum positif ou négatif. Enfin, les ondes de la figure C-8 sont en opposition de phase ($\varphi = 180°$), car l'une atteint un sommet positif au moment où l'autre passe par un sommet négatif.

Lorsqu'il y a déphasage, il faut savoir quelle onde est en avance sur l'autre. Sur la figure C-6, l'onde de grande amplitude passe par un sommet au temps t_0, l'autre y parvient un peu plus tard, à l'instant t_1, car pour le balayage normal de gauche à droite, le temps augmente en allant vers la droite. L'onde à plus grande amplitude est donc en avance sur l'autre, bien qu'à première vue, on puisse penser le contraire.

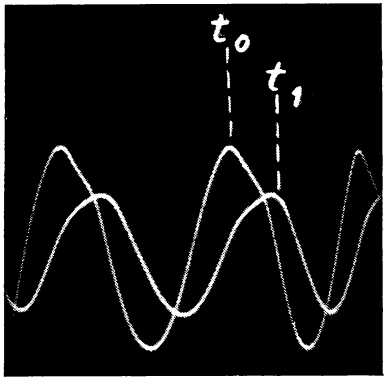


Fig. C-6. — Deux sinusoïdes déphasées. Celle à plus grande amplitude est en avance sur l'autre.

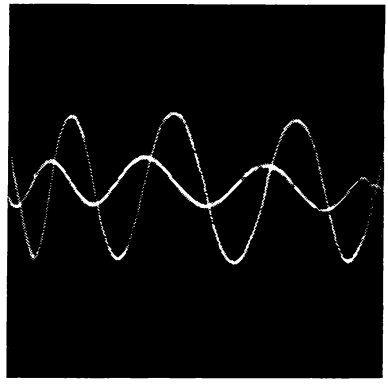


Fig. C-7. — Deux sinusoïdes en quadrature.

Pour mesurer le déphasage entre deux tensions, on les branche sur les plaques XX' et YY' respectivement. On peut d'ailleurs passer par les amplificateurs x et y à condition qu'ils n'apportent pas de déphasage *différent*. En effet, tant que le déphasage des deux canaux est le même, la mesure est correcte.

Il faut tout d'abord déterminer la représentation pour la référence ($\varphi = 0$). A cet effet, on relie les bornes x et y à une même tension alternative, et on obtient alors une droite inclinée allant par exemple du bas à gauche en haut à droite. (Si elle passe par les deux autres quadrants, il suffit d'inverser les connexions d'une paire de plaques.) Nous avons représenté sur la figure C-9 deux droites indiquant toutes les deux un déphasage nul, mais ayant des rapports d'amplitudes y/x différents. A égalité d'amplitudes, la droite est inclinée de 45°.

Les droites inclinées des figures C-10 et C-11 indiquent un dépha-

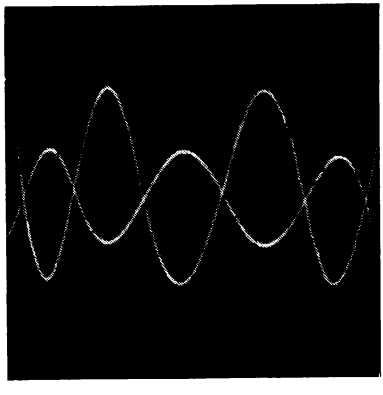


Fig. C-8. — Deux sinusoïdes en opposition de phase.

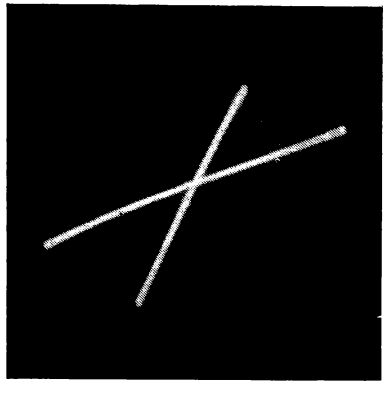


Fig. C-9. — Tensions x et y en phase, amplitudes différentes.

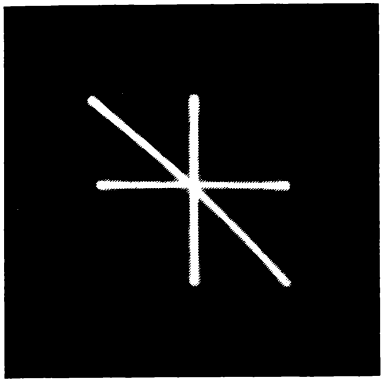


Fig. C-10. — Tensions égales en opposition de phase avec tracé des axes.

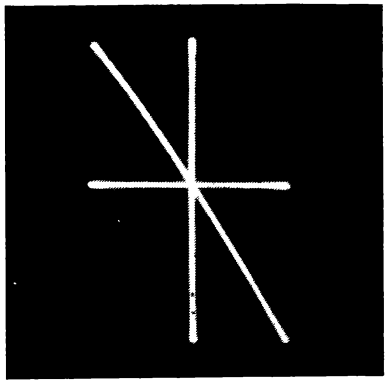


Fig. C-11. — Tensions inégales en opposition de phase.

sage de 180° puisqu'elles occupent les deux autres quadrants. Ce sont des photos à triple exposition : nous y avons enregistré d'abord la droite inclinée, puis séparément les tensions x et y. On peut ainsi facilement comparer les amplitudes composantes, et on voit sur la figure C-10 qu'avec des amplitudes égales, la droite est inclinée de 45°.

Pour tous les déphasages autres que 0 et 180°, la droite s'ouvre en une ellipse. Si les tensions sont en quadrature ($\varphi = 90$ ou 270°), on obtient un cercle si les deux amplitudes sont égales (fig. C-12), ou une ellipse à grand axe horizontal ou vertical si elles diffèrent (fig. C-13). Dans tous les autres cas, on obtient une ellipse inclinée. Si son grand axe va d'en bas à gauche en haut à droite, le déphasage est compris entre 0 et 90° ou encore 180 et 270° (fig. C-14). S'il occupe les deux autres quadrants (fig. C-15), on a un déphasage compris entre 90 et 180° ou 270 et 360°.

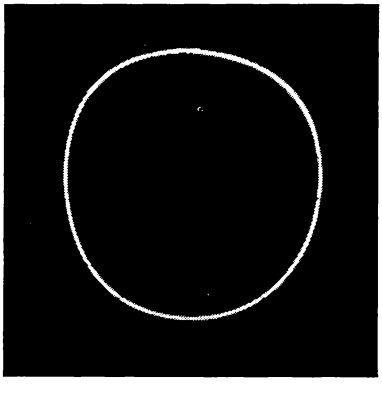


Fig. C-12. — Tensions en quadrature, amplitudes égales.

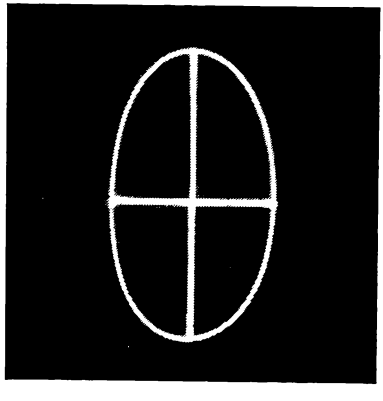


Fig. C-13. — Tensions en quadrature, amplitudes inégales.

Pour trouver l'angle de phase, on mesure sur l'écran de l'oscilloscope (ou, ce qui est plus facile, sur la photo d'un oscillogramme) les distances AB et CD définies sur la figure C-16. Pour l'oscillogramme de la figure C-14, on trouve AB = 30 mm et CD = 20 mm. Comme sin φ = CD/AB = 0,67, on trouve à l'aide d'une règle à calcul ou d'une table des sinus l'angle correspondant, soit $\varphi = 42°$.

Une seconde méthode se prête mieux aux mesures directes sur l'écran. On mesure la longueur du grand axe D et du petit axe *d*

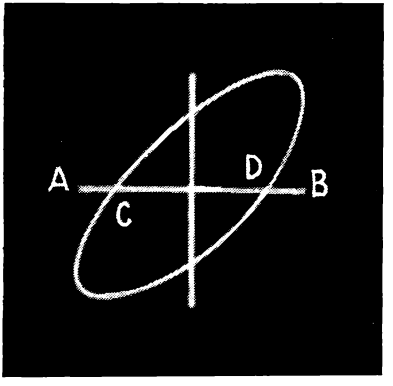


Fig. C-14. — Ellipse inclinée (déphasage 42°)

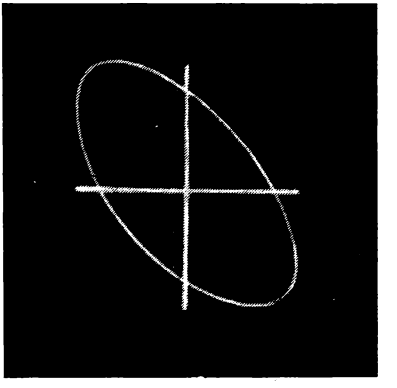


Fig. C-15. — Ellipse inclinée. Phase comprise entre 90 et 180°.

(fig. C-17), ce qui donne pour l'ellipse de la fig. C-14 : D = 40 mm et d = 15 mm. La relation à utiliser ici est tg $\varphi/2 = d/D = 15/40 = 0{,}37$. L'angle correspondant est $\varphi/2 = 21°$, soit $\varphi = 42°$ comme précédemment.

C. 4. — Mesure des impédances

On utilise le montage de la figure C-18 dans lequel un secondaire de transformateur alimente en série l'impédance inconnue Z et une résistance variable étalonnée (boîte à décades) R. Le point commun de Z et R est relié à la masse de l'oscilloscope, les deux autres extrémités aux bornes X et Y respectivement.

Avant de commencer, il faut tarer les amplificateurs X et Y pour avoir la même sensibilité de déviation dans les deux sens. A cet effet, on relie les bornes X et Y ensemble à une extrémité de l'enroulement du transformateur. On obtient alors sur l'écran une droite inclinée allant de bas à gauche en haut à droite (fig. C-9). Le tarage consiste alors à régler le gain pour avoir des amplitudes x et y égales ; la droite est alors inclinée de 45°.

Branchons en Z un condensateur C de 0,1 µF. Comme à la fréquence 50 Hz le facteur de pertes est négligeable, nous obtenons une ellipse à

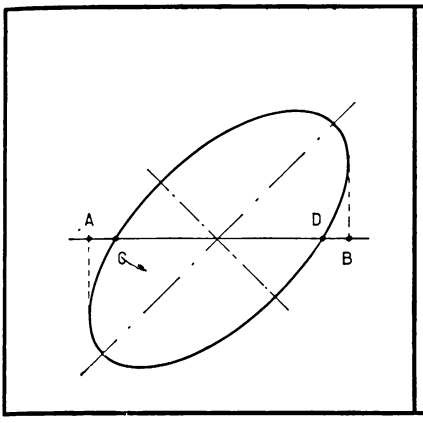


Fig. C-16. — Points utilisés pour la mesure du déphasage.

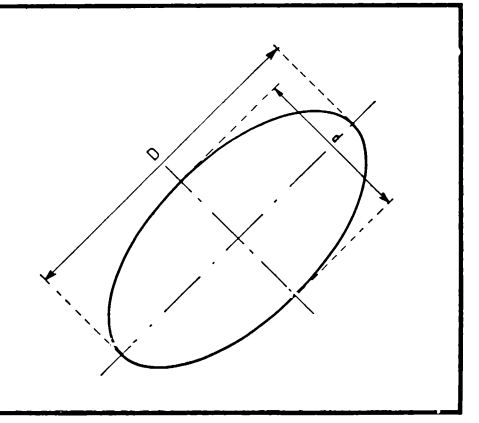


Fig. C-17. — Mesure du déphasage, deuxième méthode.

grand axe horizontal ou vertical ($\varphi = 90°$). En réglant R (et sans toucher à l'oscilloscope taré !) nous la transformons en un cercle (fig. C-19). Comme nous avons $1/2\ \pi\ fC = R$, nous aurons (avec $f = 50$ Hz et $C = 0{,}1\ \mu F$) $R = 32\,000\ \Omega$ environ. (Le léger faux-rond est dû à une faible distorsion de la tension d'alimentation du pont.)

Branchons maintenant en Z une inductance de filtrage. Comme à 50 Hz ce n'est pas une impédance « pure » (c'est-à-dire à composante ohmique négligeable), nous obtenons une ellipse inclinée, et nous réglons R (toujours sans toucher à l'oscilloscope !) jusqu'à ce que les déviations x et y soient égales (fig. C-20). Dans le cas présent, r^2 a été négligé, et la réactance est alors égale à la résistance soit $\omega L = 2\ \pi\ fL = R$. Avec $R = 2\,400\ \Omega$, on trouve $L = 7{,}7$ H.

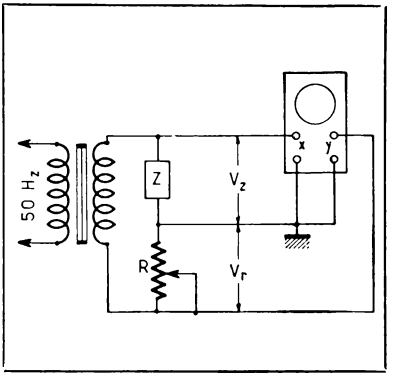


Fig. C-18. — Branchement pour la mesure des impédances.

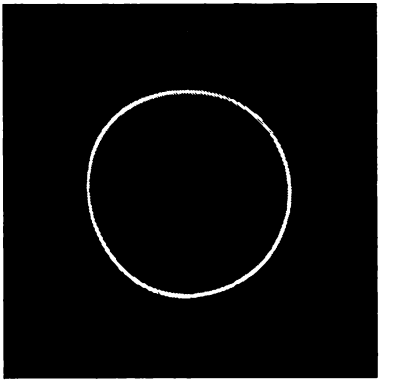


Fig. C-19. — Mesure de l'impédance d'un condensateur sans pertes notables à la fréquence de mesure.

Mesurons maintenant la longueur des axes de l'ellipse ; nous trouvons D = 34 mm et d = 26 mm, ce qui donne $\text{tg}\varphi/2 = d/D = 26/34 = 0{,}76$, d'où $\varphi/2 = 37{,}5°$ et $\varphi = 75°$. Pour trouver la résistance ohmique r de la bobine, on a $\text{tg}\varphi = L\omega/r$. Comme à $\varphi = 75°$ correspond $\text{tg}\varphi = 3{,}73$, il vient $r = 2\,400/3{,}73 = 643\ \Omega$.

Etant donné la faible précision de la mesure sur l'écran, il est inutile de chercher la troisième décimale. Une mesure au pont est certes plus précise, et même plus facile. Mais l'affichage simultané des deux composantes résistive et réactive offre des avantages pour la comparaison rapide d'inductances, et les variations d'inductance provoquées par un courant continu superposé sont facilement mises en évidence.

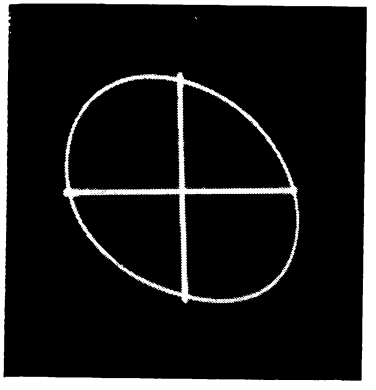


Fig. C-20. — Mesure d'une inductance à pertes.

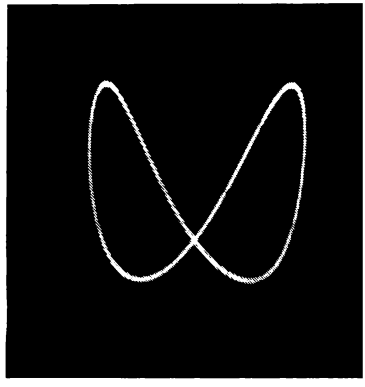


Fig. C-21. — Figure de Lissajous pour $f_y/f_x = 2$.

Nous avons opéré à 50 Hz, ce qui convient bien pour les capacités et inductances de valeur élevée. Pour la mesure de valeurs plus faibles, on augmente la fréquence d'alimentation. Ce montage est encore facilement utilisable aux fréquences acoustiques ; son emploi en haute fréquence est plus délicat et demande certaines précautions.

C. 5. — Mesure des fréquences. Figures de Lissajous

Jules-Antoine LISSAJOUS a trouvé que la composition perpendiculaire de deux courbes sinusoïdales produit une figure fermée, d'aspect particulier, que nous appelons maintenant « figure de Lissajous » ou Lissajous tout court. En faisant cette découverte, LISSAJOUS ne pensait d'ailleurs pas à l'oscilloscope, car il mourut en 1880.

Pour produire une figure de Lissajous, on relie la tension de fréquence inconnue f_y aux bornes Y de l'oscilloscope, et la fréquence d'étalonnage f_x aux bornes X. Si les amplitudes sont suffisantes, aucun amplificateur n'est nécessaire, et l'oscilloscope se réduit alors au tube cathodique muni de son alimentation. La figure de Lissajous est une courbe fermée s'inscrivant dans un rectangle ou un carré. Elle devient stationnaire si le rapport des fréquences f_y/f_x est un nombre entier ou une

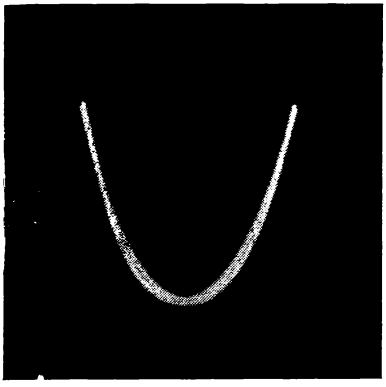


Fig. C-22. — $f_y/f_x = 2$, superposition des boucles.

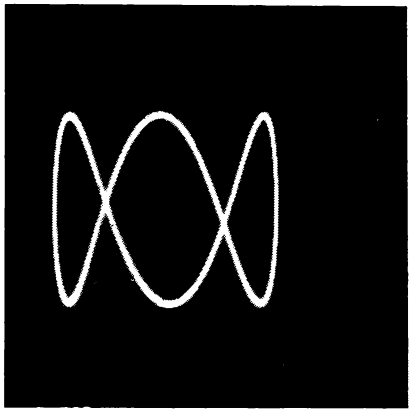


Fig. C-23. — $f_y/f_x = 3$.

fraction. Si l'une des fréquences dérive lentement par rapport à l'autre, la figure semble être tracée sur un cylindre transparent tournant plus ou moins lentement autour de son axe horizontal ou vertical. Cette propriété permet une évaluation très commode de la stabilité d'un oscillateur par rapport à un étalon.

L'étalonnage des générateurs à fréquence variable constitue l'application-type des figures de Lissajous, et nous allons montrer comment on étalonne point par point la gamme 200 à 2 000 Hz d'un générateur basse fréquence au moyen d'un générateur étalon 500 Hz à diapason. (De même, le réseau 50 Hz peut être utilisé pour l'étalonnage de la gamme 20 à 200 Hz et davantage.)

Le cas de l'égalité des fréquences ($f_y = f_x = 500$ Hz) nous ramène aux figures obtenues plus haut pour l'évaluation du déphasage : on obtient une droite inclinée, une ellipse ou un cercle. Lorsque l'une des fréquences varie lentement par rapport à l'autre, la figure évolue constamment de droite en ellipse, d'ellipse en cercle, de cercle en ellipse inclinée dans l'autre sens, etc.

Si le générateur est maintenant réglé sur $f_y = 1\,000$ Hz ($f_y/f_x = 2$), on obtient la figure C-21 (deux boucles en haut, une sur le côté). En faisant varier la phase d'une tension par rapport à l'autre (ce qui correspond à une très faible variation de fréquence), on croit voir tourner un cylindre transparent sur le pourtour duquel est inscrit la figure. *Lorsque f_y est plus grand que f_x, l'axe de ce cylindre est toujours vertical.* A un moment donné, les boucles se superposent (fig. C-22) ; mais nous comptons toujours deux boucles en haut et une sur le côté.

Pour $f_y = 1\,500$ Hz ($f_y/f_x = 3$), on obtient les figures C-23 et C-24 qui correspondent à des phases différentes. Dans les deux cas, on doit compter trois boucles en haut, et une sur le côté. Les 4 boucles de la figure C-25 correspondent évidemment à $f_y/f_x = 4$, soit $f_y = 2\,000$ Hz.

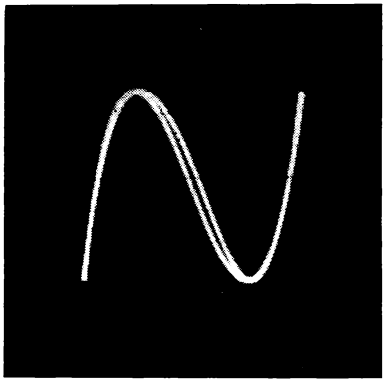


Fig. C-24. — $f_y/f_x = 3$, relation de phase différente.

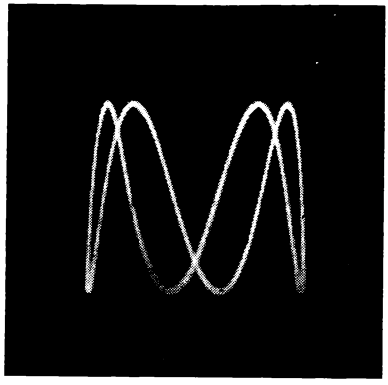


Fig. C-25. — $f_y/f_x = 4$.

Pratiquement, on peut compter jusqu'à $f_y/f_x = 10$ (fig. C-26)... si la figure est stable. Si elle ne l'est pas, le comptage devient difficile à partir de $f_y/f_x = 4$ environ.

Prenons maintenant le cas où le rapport des fréquences est une fraction. Pour $f_y/f_x = 3/2$, nous obtenons les figures C-27 et C-28 qui correspondent à des phases différentes. Pour déterminer ce rapport, on trace (tout au moins par la pensée) des tangentes horizontale et verticale à la figure (fig. C-27). On a alors le rapport

$$f_y/f_x = \frac{\text{nombre de boucles tangentes à l'horizontale}}{\text{nombre de boucles tangentes à la verticale}}$$

Avec trois boucles (A, B et C) tangentes à l'horizontale et deux (a, b) à la verticale, on a bien $f_y/f_x = 3/2$, et $f_y = 750$ Hz.

On déchiffre de même $f_y/f_x = 4/3$ (fig. C-29), 8/7 (C-30), 6/5 (C-31), 5/4 (C-32). Sur la figure C-33, il faut compter 7/5 et non pas 4/3, car

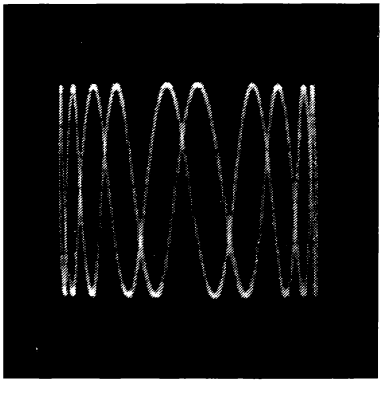


Fig. C-26. — $f_y/f_x = 10$.

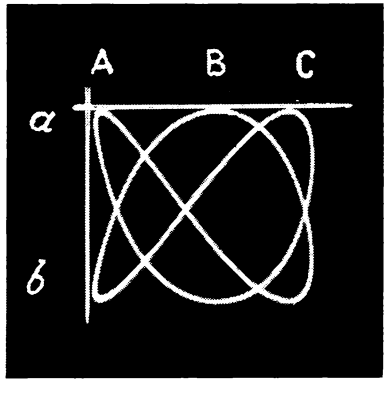


Fig. C-27. — Trois boucles à la tangente horizontale et deux à la verticale : $f_y/f_x = 3/2$.

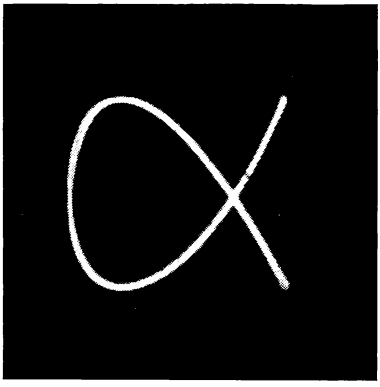


Fig. C-28. — Un autre aspect de $f_y/f_x = 3/2$.

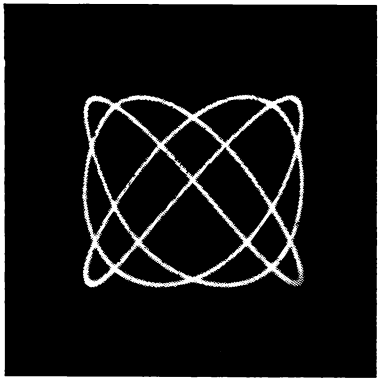


Fig. C-29. — $f_y/f_x = 4/3$.

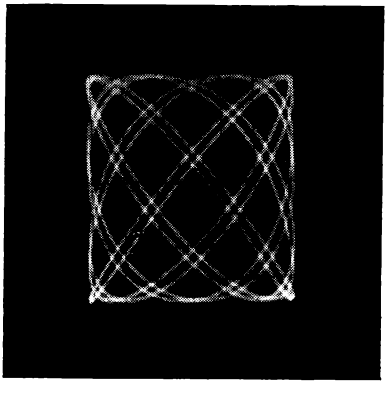


Fig. C-30. — $f_y/f_x = 8/7$.

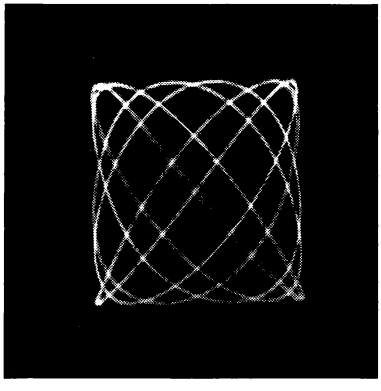


Fig. C-31. — $f_y/f_x = 6/5$.

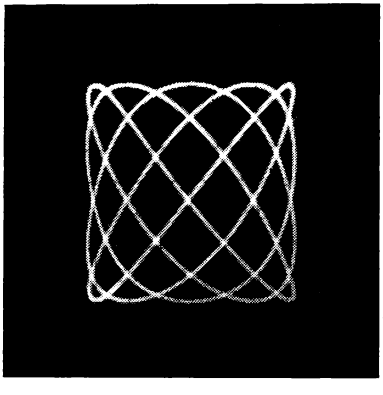


Fig. C-32. — $f_y/f_x = 5/4$.

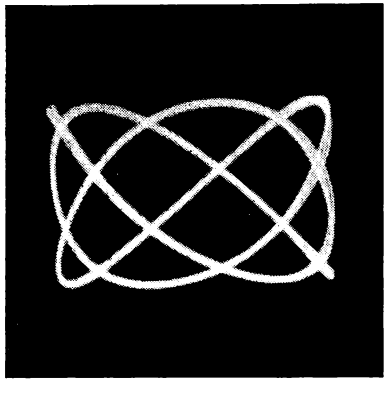


Fig. C-33. — $f_y/f_x = 7/5$ (et non pas 4/3 !).

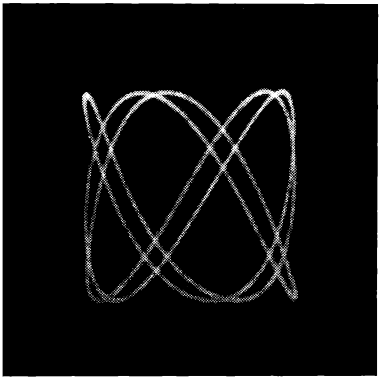


Fig. C-34. — $f_y/f_x = 5/3$.

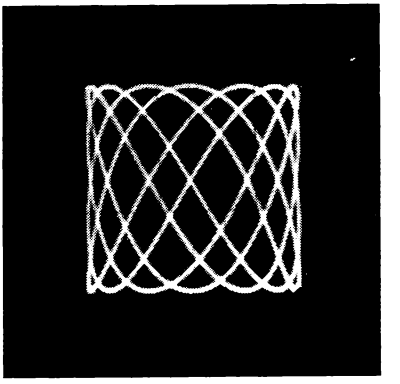


Fig. C-35. — $f_y/f_x = 7/4$.

il y a des traces superposées. On peut d'ailleurs s'en apercevoir aux branches de courbe dans les diagonales. Comme les figures de Lissajous sont forcément continues, il doit s'y agir de boucles présentées de profil. Encore quelques exemples pour s'exercer : $f_y/f_x = 5/3$ (fig. C-34), 7/4 (C-35) et 9/5 (C-36) un peu difficiles à déchiffrer, 5/2 (C-37) et 7/2 (C-38). On obtient ainsi un bon nombre de points d'étalonnage.

Réglons maintenant le générateur basse fréquence sur des fréquences inférieures à la fréquence étalon de 500 Hz. On obtient des figures qui *semblent tourner autour d'un axe horizontal.* Pour $f_y/f_x = 1/2$ ($f_y = 250$ Hz), on obtient la figure C-39 qui est la figure C-21 tournée d'un quart de tour. On obtient de même pour $f_y/f_x = 2/5$ la figure C-40, et C-41 pour $f_y/f_x = 2/3$, et on comparera ces courbes aux figures C-37 et C-27 respectivement. On voit donc que, par ce procédé, on peut déterminer de nombreux rapports de fréquences allant de 1/10 à 10 f_x... si la stabilité des figures permet le comptage.

C. 6. — Figures de Lissajous d'ondes distordues

Nous avons utilisé jusqu'ici deux ondes sinusoïdales. Les figures

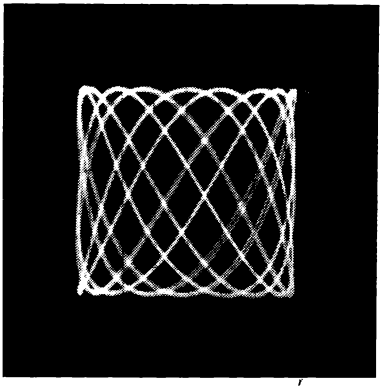


Fig. C-36. — $f_y/f_x = 9/5$ (un peu difficile à compter).

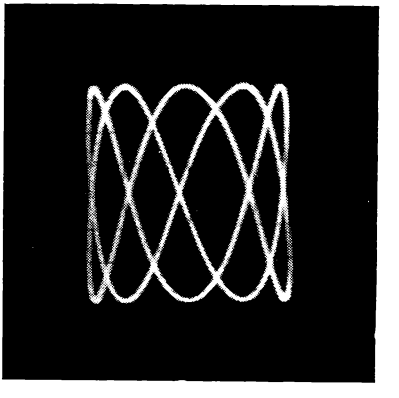


Fig. C-37. — $f_y/f_x = 5/2$.

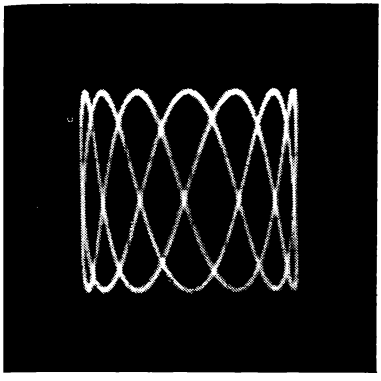


Fig. C-38. — $f_y/f_x = 7/2$.

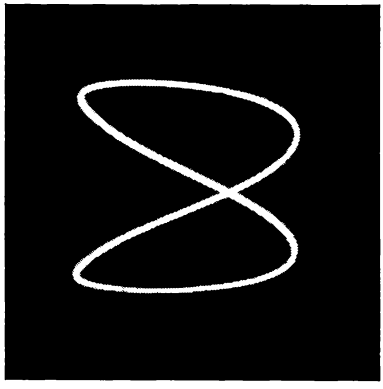


Fig. C-39. — $f_y/f_x = 1/2$. A comparer avec C-21.

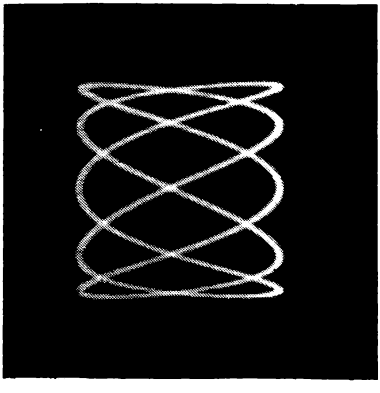


Fig. C-40. — $f_y/f_x = 2/5$. A comparer avec C-37.

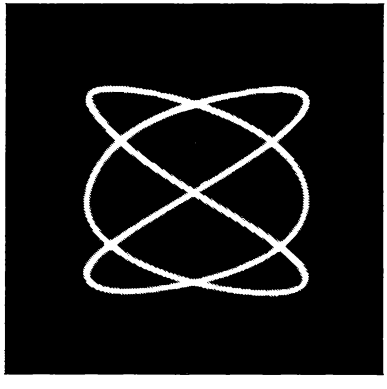


Fig. C-41. — $f_y/f_x = 2/3$. A comparer avec C-27.

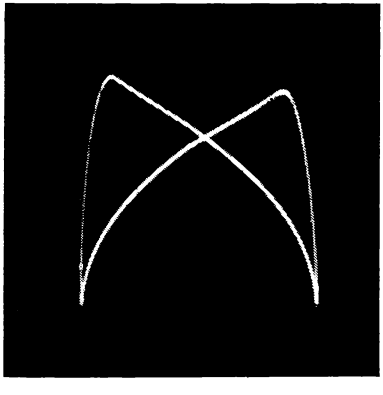


Fig. C-42. — $f_y/f_x = 2$. f_y est de forme triangulaire.

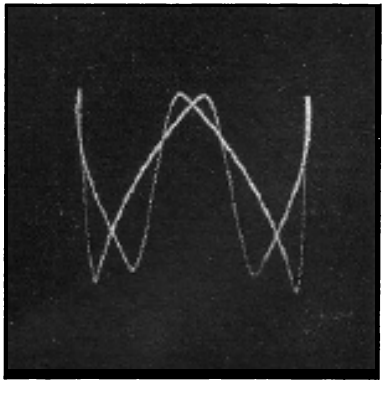


Fig. C-43. — $f_y/f_x = 4$. f_y est de forme triangulaire.

de Lissajous obtenues peuvent être très différentes et difficiles à déchiffrer si l'une des ondes ou les deux ont une forme d'onde très différente. Comme le nombre de cas possibles est infini, bornons-nous à quelques exemples.

Les figures C-42, 43 et 44 correspondent aux rapports $f_y/f_x = 2$, 4 et 2/3 respectivement, la tension y étant de forme triangulaire (tension de ronflement aux bornes du premier condensateur de filtrage d'une alimentation). On notera les boucles pointues.

Les figures C-45 et 46 correspondent au rapport $f_y/f_x = 1$, y étant de forme rectangulaire et x une sinusoïde. La première figure est l'équivalent de la circonférence (fig. C-12 par exemple), et la seconde celle de la droite inclinée, correspondant aux déphasages 90° et 0 ou 180° respectivement. Du fait des flancs raides de l'onde rectangulaire, les traces verticales, trop rapides, sont invisibles ; autrement on verrait un carré et une figure en « Z ». Pour un rapport 3/1, nous avons obtenu la figure C-47 dont on comprendra davantage le tracé en la comparant à la figure C-23.

La figure de Lissajous de deux ondes rectangulaires de même fréquence et phase apparaît sous forme de deux points sur une diagonale invisible (fig. C-48). En fait, la droite inclinée qui nous est familière existe, mais en raison des montées et descentes rapides des ondes rectangulaires, le parcours est trop rapide pour être visible. En revanche, les points extrêmes, représentant les parties plates des courbes, correspondent à un séjour comparativement long du spot et sont bien visibles. Avec deux ondes rectangulaires en quadrature, on obtiendrait un carré dont on n'apercevrait que quatre points indiquant les angles, pour la même raison. On voit donc que l'interprétation de ces figures, bien qu'obéissant aux mêmes règles, peut être assez délicate, et, s'il s'agit de déterminer leur fréquence, il est à envisager de transformer ces ondes en sinusoïdes tout au moins approximatives, par filtrage par exemple.

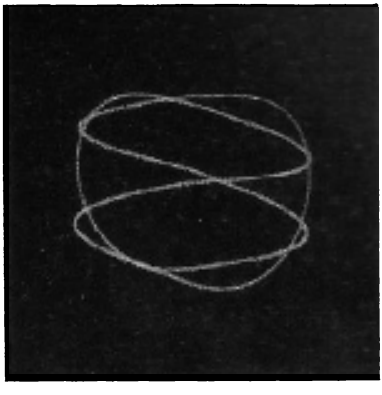


Fig. C-44. — $f_y/f_x = 2/3$. f_y est de forme triangulaire.

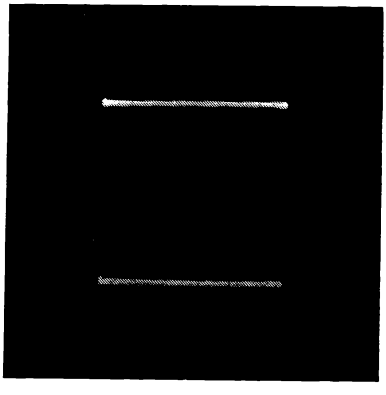


Fig. C-45. — Egalité des fréquences ; f_y est de forme rectangulaire.

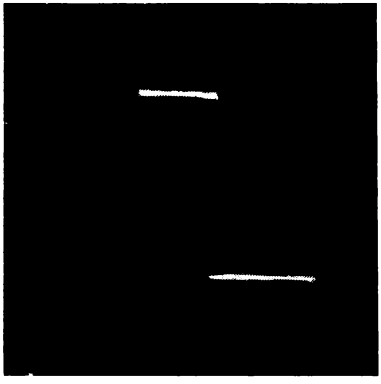


Fig. C-46. — Comme C-45, mais phase différente.

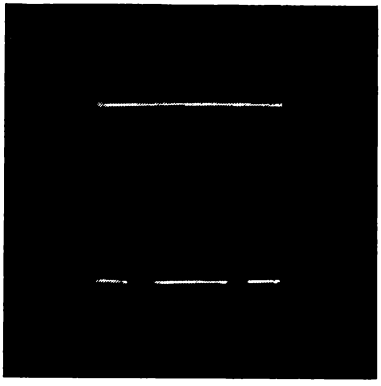


Fig. C-47. — $f_y/f_x = 3$. f_y est rectangulaire.

C. 7. — Le cercle modulé en amplitude

Dans cette méthode, on produit au moyen d'un pont déphaseur un cercle de quadrature à la fréquence étalon f_e, et on module la longueur du rayon de ce cercle par la fréquence inconnue f_i. Le montage utilisé est celui de la figure C-49. Ce montage convient particulièrement lorsque f_e est fixe, car le pont déphaseur peut alors être réglé une fois pour toutes.

En injectant f_i dans le retour à la masse du pont (ce qui exige d'ailleurs qu'aucune des bornes de f_e ne soit à la masse), on obtient une modulation telle que la figure prend l'aspect d'une roue à couronne (fig. C-50). Pour connaître le rapport des fréquences f_i/f_e, on compte le *nombre de*

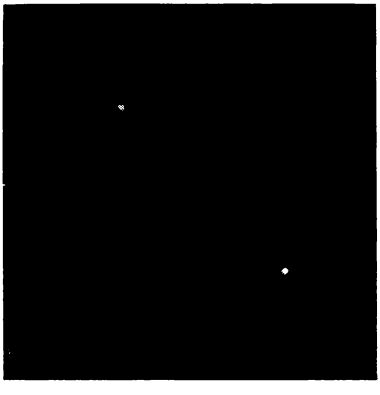


Fig. C-48. — Des ondes rectangulaires de mêmes fréquence et phase produisent deux points situés en diagonale inclinée.

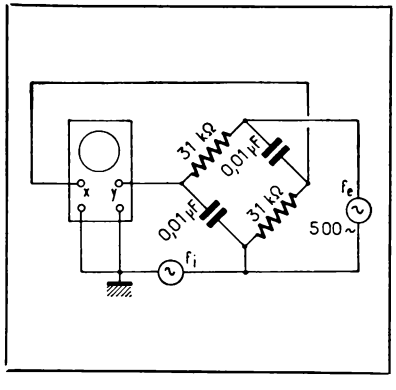


Fig. C-49. — Montage de comparaison des fréquences. Méthode de la roue à couronne.

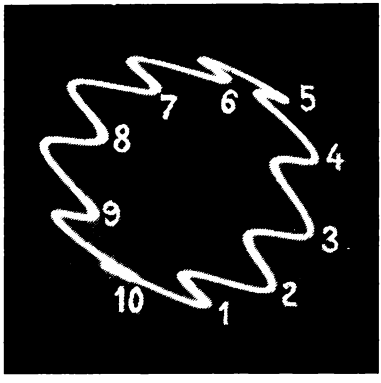


Fig. C-50. — Diagramme en roue à couronne pour $f_i/f_e = 10$.

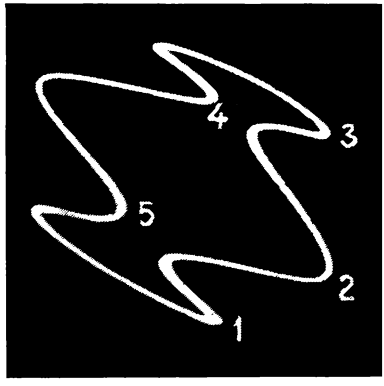


Fig. C-51. — $f_i/f_e = 5$.

dents tournées du même côté de la couronne (vers le bas à droite *ou* vers le haut à gauche). Dans notre exemple, on compte 10 dents, et on a $f_i/f_e = 10$. Certaines dents, comme le n° 10 par exemple, peuvent ne pas être bien distinctes, et il importe de ne pas les oublier. Lorsque l'une des fréquences varie lentement par rapport à l'autre, on voit la couronne tourner lentement dans un sens ou dans l'autre ; on distingue alors bien les dents, mais le comptage devient difficile, sinon impossible.

On déchiffrera de même $f_i/f_e = 5$ pour la figure C-51, et 3 pour C-52. La figure C-53 est plus difficile à interpréter : il y a une dent pour deux révolutions ou une demi-dent par révolution, soit $f_i/f_e = 1/2$. Cette méthode, ainsi que toutes les autres basées sur la modulation d'un cercle, conviennent surtout lorsque f_i/f_e est supérieur à l'unité, et de préférence un nombre entier. Dans le cas d'une fraction, on obtient une couronne à plusieurs traces (fig. C-54). En divisant le nombre de dents par le nombre de traces, on obtient $f_i/f_e = 7/2$.

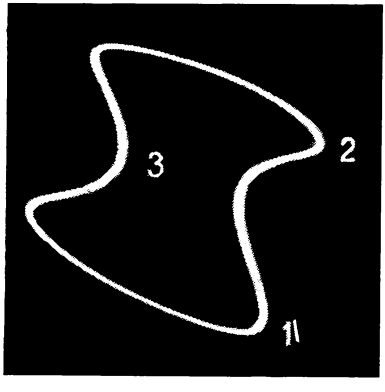


Fig. C-52. — $f_i/f_e = 3$.

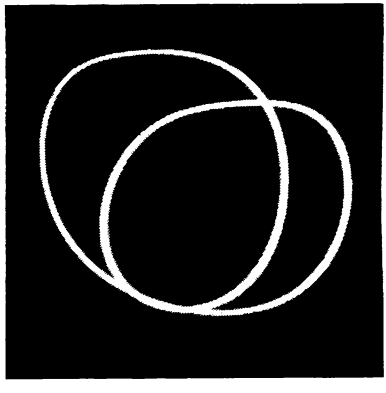


Fig. C-53. — $f_i/f_e = 1/2$. Une dent pour deux tours.

Il est évident que le comptage est plus facile si, au lieu d'une couronne, on a une roue dentée dont on dénombre les dents tournées soit vers l'extérieur, soit vers l'intérieur. Il existe des tubes cathodiques spéciaux prévus pour la déviation radiale qui permettent d'obtenir facilement ce type de représentation. Avec un tube normal, on peut arriver au même résultat grâce au montage de la figure C-55. Deux doubles triodes 12AT7, fonctionnant chacune en déphaseur cathodique, assurent les déviations x et y du tube. Ces triodes sont attaquées à partir d'un pont déphaseur alimenté par f_e, ce qui produit le cercle de déphasage sur l'écran. On peut moduler ce cercle radialement en appliquant la tension de fréquence f_i à une résistance commune aux cathodes des

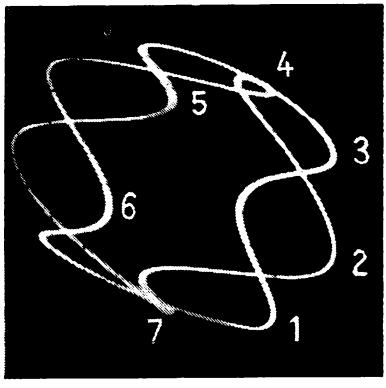
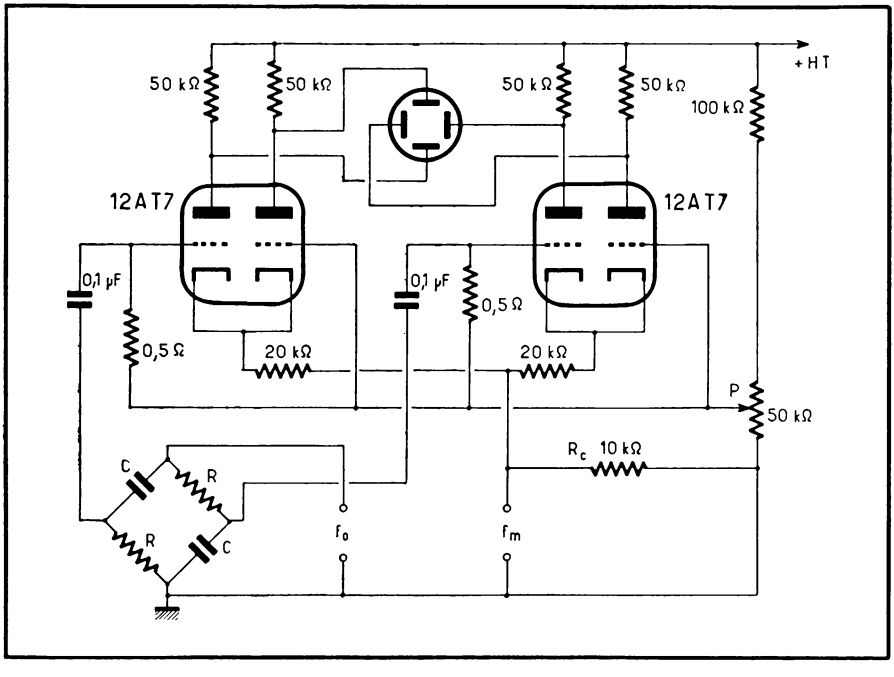


Fig. C-54. — f_i/f_e = 7/2. 7 dents, 2 traces.

Fig. C-55 (ci-dessous). — **Montage simple pour une présentation polaire. Les indications f_o et f_m sont à remplacer par f_e et f_i respectivement.**



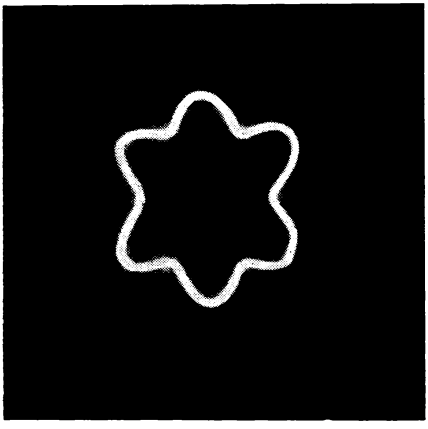


Fig. C-56. — Cercle modulé en amplitude avec $f_i/f_e = 6$.

quatre triodes dont la polarisation des grilles est par ailleurs ajustable au moyen d'un diviseur de tension. Ce montage n'est point parfait, il a surtout le mérite de la simplicité.

Nous avons ainsi obtenu la figure C-56 qui ressemble à un engrenage à 6 dents, ce qui fait $f_i/f_e = 6$. Si la figure C-57 est bien stationnaire (ce qui est le cas d'un diviseur de fréquence bien réglé), on dénombre 20 dents, soit $f_i/f_e = 20$. Sur la figure C-58 (à comparer avec C-53) on a une dent pour deux révolutions, soit $f_i/f_e = 1/2$. Sur la figure C-59, il y a 13 dents et 2 traces, ce qui fait un rapport de 13/2. De même, on compte, sur la figure C-60, 11 dents et 3 traces, soit 11/3.

C. 8. — Le cercle modulé en intensité

Dans cette méthode, on produit comme précédemment un cercle de déphasage avec la fréquence étalon f_e ; mais la fréquence inconnue f_i est utilisée ici pour moduler le Wehnelt, ce qui, si son amplitude est

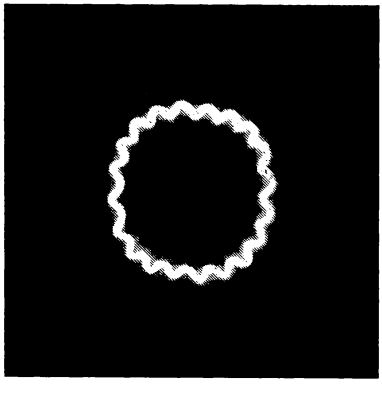


Fig. C-57. — $f_i/f_e = 20$.

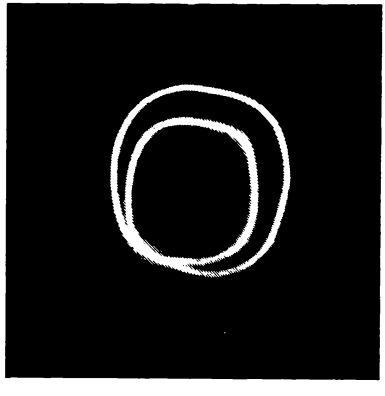


Fig. C-58. — $f_i/f_e = 1/2$. Une dent pour deux tours.

Fig. C-59. — $f_i/f_e = 13/2$. 13 dents, 2 traces

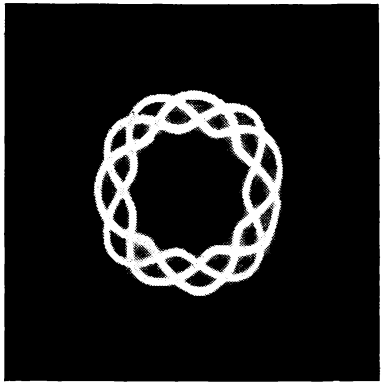


Fig. C-60. — $f_i/f_e = 11/3$. 11 dents, 3 traces.

d'au moins 10 V, ne nécessite aucun montage spécial, car il suffit de la brancher sur la borne Wehnelt. On ajustera la luminosité de la trace pour obtenir un bon contraste.

On obtient alors un cercle en points ou pointillés, et il suffit de compter les blancs ou les noirs pour connaître le rapport. On a ainsi $f_i/f_e = 3$ pour la figure C-61, 10 pour C-62, 1 (égalité des fréquences) pour C-63 et 40 pour C-64. Des rapports fractionnaires ou inférieurs à l'unité peuvent conduire ici à des erreurs d'interprétation et sont à éviter. On peut obtenir des pointillés bien délimités en utilisant pour la modulation une tension rectangulaire ou des impulsions.

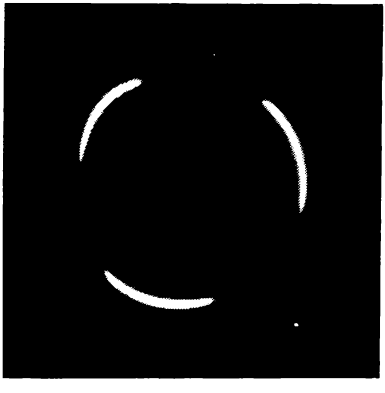


Fig. C-61. — Cercle modulé en intensité pour $f_i/f_e = 3$.

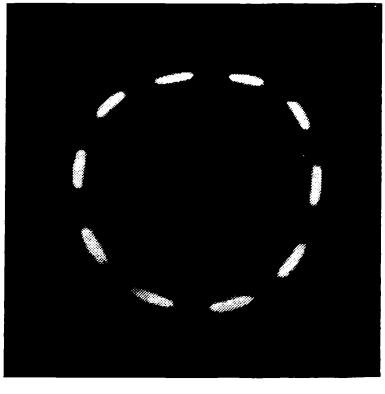


Fig. C-62. — $f_i/f_e = 10$.

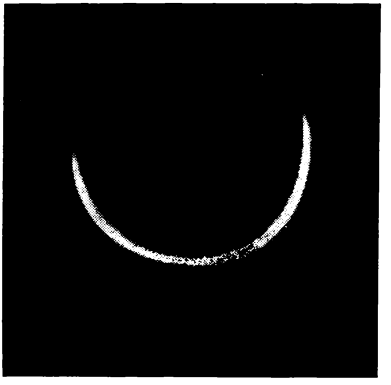


Fig. C-63. — Egalité des fréquences.

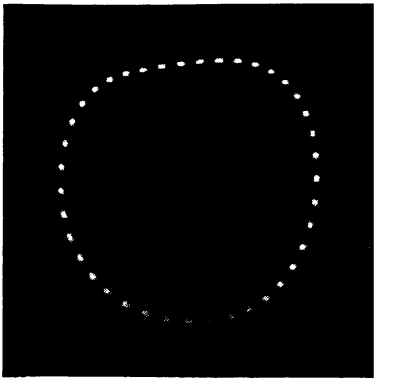


Fig. C-64. — $f_1/f_e = 40$.

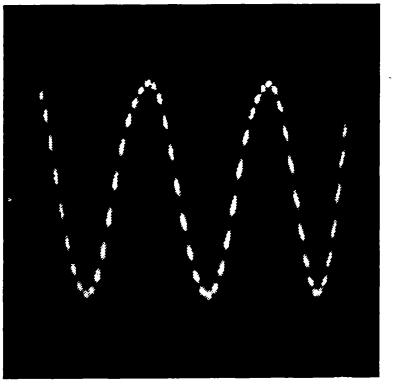


Fig. C-65. — Sinusoïde 500 Hz modulée en intensité par 10 kHz.

C. 9. — Marquage par modulation d'intensité

Au lieu de moduler la luminosité d'un cercle de déphasage, on peut aussi moduler la trace d'une courbe obtenue à l'aide d'une base de temps, ce qui présente le double avantage de l'élimination du pont déphaseur et de la possibilité de voir et contrôler l'aspect de la courbe. La figure C-65 montre une onde sinusoïdale de 500 Hz modulée en intensité par une tension 10 kHz ; d'un sommet au suivant, on compte en effet 20 tirets ou interruptions.

Cette méthode présente encore un autre aspect, beaucoup plus intéressant : la possibilité d'étalonnage en *temps*. La durée de la période de la tension 10 kHz utilisée est de 1/10 000 *s* ou 100 µs et correspond à la distance entre les centres de deux tirets ou espaces consécutifs. L'examen de la simple sinusoïde ainsi marquée n'apporte pas beaucoup de renseignements intéressants. On remarque le ralentissement du spot aux sommets (resserrement des pointillés), et on peut évaluer le temps de retour à 500 µs (5 espaces). Mais dans le cas d'ondes de forme complexe, ce calibrage en temps peut rendre de grands services.

Une autre solution consiste à transformer la tension de calibrage en impulsions unipolaires brèves que l'on superpose au signal. Cette méthode (utilisée notamment pour le calibrage permanent des vobulateurs) a l'inconvénient de déformer la courbe à l'endroit du marquage ; mais en supprimant les marqueurs, on se rend facilement compte de la courbe réelle.

C. 10. — Comparaison de fréquences au commutateur électronique

La comparaison de deux fréquences à l'aide d'un commutateur électronique est particulièrement intéressante dans le cas d'ondes non sinusoïdales, comme pour la figure B-32 par exemple. Dans le cas d'ondes quelconques, on évalue facilement leur rapport (s'il est simple), tout en ayant la possibilité de voir la forme des deux ondes. Sur les figures C-66 et 67 on voit deux sinusoïdes dont le rapport des fréquences est de 2 : 1 ; les traces sont d'abord séparées, puis superposées. Sur la figure C-68, on

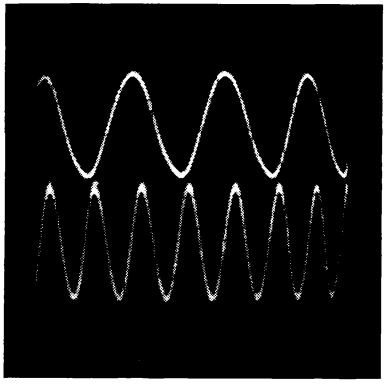


Fig. C-66. — Rapport des fréquences 2 : 1 observé au commutateur électronique. Traces séparées.

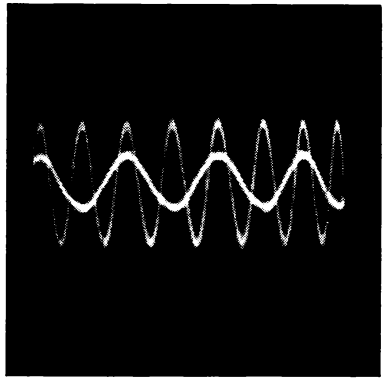


Fig. C-67. — Le même, les traces sont superposées.

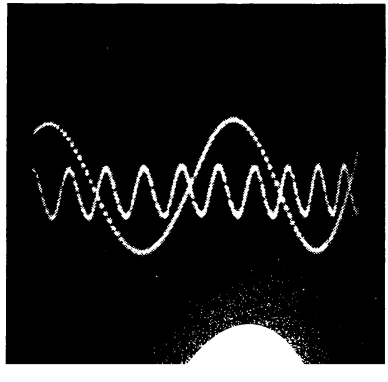


Fig. C-68. — Rapport de fréquences 10 : 2 ou 5 : 1.

a 10 périodes à faible amplitude pour 2 à grande amplitude : le rapport est donc de 5.

L'application de cette méthode exige certaines précautions. La base de temps est synchronisée avec l'une des fréquences à comparer (et surtout pas avec le commutateur électronique !). La trace de l'autre ne s'immobilisera alors que pour un rapport fixe des fréquences. On utilisera un commutateur électronique à multivibrateur oscillant sur une fréquence beaucoup plus élevée ou, si les fréquences sont élevées, à une fréquence basse. Pour plus de sécurité, on ne supprimera pas la trace de retour, ce qui permet de voir les périodes qui se dérouleraient pendant ce temps. Le type de commutateur électronique à bascule Eccles-Jordan commandé par la base de temps peut ici induire en erreur, car les deux tracés consécutifs peuvent ne pas avoir la même durée et fausser le comptage.

D

CIRCUITS ET FORMES D'ONDES

Nous examinerons ici les circuits passifs (c'est-à-dire ne comportant pas de dispositifs amplificateurs) et leur action sur les différentes formes d'ondes.

D. 1. — Teneur en harmoniques et distorsion

Parmi toutes les formes d'ondes, la sinusoïde « pure » a la propriété unique de ne comporter qu'une seule fréquence, la fondamentale. Si cette onde subit une distorsion, on trouve dans sa composition, en plus de la fondamentale, des composantes à fréquence multiple de la fondamentale, dites harmoniques. Le rang d'un harmonique indique le multiple particulier : si nous appelons f la fréquence de la fondamentale, celle de l'harmonique 2 est égale à $2f$, celle de l'harmonique 3 à $3f$, etc. Toutes ces ondes harmoniques sont, elles aussi, des sinusoïdes pures.

L'onde de fréquence 50 Hz du réseau montre une distorsion qui est fonction de la charge du réseau et des conditions locales. Les premiers harmoniques impairs (3 et 5, soit 150 et 250 Hz) sont généralement les plus importants, les autres sont souvent négligeables. D'un autre côté, on démontre que toute forme d'ondes périodiques peut être réalisée synthétiquement en additionnant à une fondamentale des harmoniques d'amplitude et de phase déterminées.

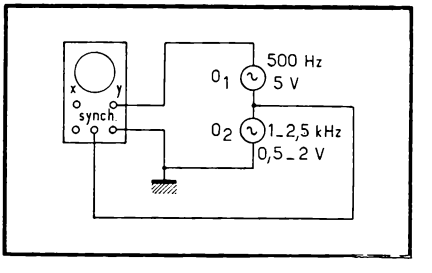


Fig. D-1. — Montage pour l'étude de l'effet des harmoniques.

Il est important de pouvoir, d'un seul coup d'œil, évaluer le taux d'harmoniques approximatif d'une onde et le rang des harmoniques impliqués. Nous avons réalisé à cet effet un simple « synthétiseur

d'ondes » (fig. D-1) permettant d'ajouter à une fondamentale de fréquence et amplitude constantes (500 Hz et 5 V) un harmonique de rang, amplitude et phase voulus. La mesure de la tension de l'harmonique nous donne le taux de distorsion : 0,5 V par exemple correspond à 10 % (de 5 V). Comme les harmoniques sont produits par un générateur basse fréquence indépendant du générateur de la fondamentale, la stabilité relative des deux fréquences laisse évidemment à désirer, ce qui ne facilite guère la photographie. On peut d'ailleurs, au prix d'une certaine mise en œuvre, réaliser un véritable synthétiseur d'ondes comportant des multiplicateurs de fréquence, filtres et moyens de dosage de l'amplitude et de la phase de chaque harmonique.

Voyons d'abord comment se manifeste l'harmonique 2. Les figures D-2, 3, 4 et 5 montrent des taux d'harmonique 2 de respectivement 10, 20, 30 et 40 %. On notera qu'un taux de 10 % (d'harmonique 2 !) est à peine perceptible ; il ne faut donc pas prétendre déceler par ce moyen la distorsion de, mettons 2 %, d'un amplificateur de bonne qualité. Lorsque le taux augmente, on constate d'abord un aplatissement des sommets d'un seul côté, puis une dépression dans ce plat (en « dos de chameau »).

Ces figures ne sont toutefois valables que pour une phase déterminée (ici, l'harmonique est à peu près en phase avec la fondamentale). Les figures D-6 et D-7 correspondent également à des taux d'harmonique 2 de 30 et 40 % respectivement, mais de phase différente, et la distorsion apparaît ici bien moins accentuée. On notera en tout cas que *ces distorsions sont asymétriques, ce qui caractérise tous les harmoniques pairs.*

Réglons maintenant le générateur sur 1500 Hz pour voir l'effet de l'harmonique 3. Un taux de 10 % se remarque déjà par les sommets pointus de l'onde (fig. D-8). Les deux aspects d'une distorsion de 20 % d'harmonique 3 (fig. D-9 et D-10) donnent l'impression d'un taux de distorsion nettement plus grand que pour un harmonique 2 de même amplitude. Les figures D-11 et D-12 montrent un taux de 30 % d'harmonique 3, et enfin les figures D-13 et D-14 montrent deux aspects différents

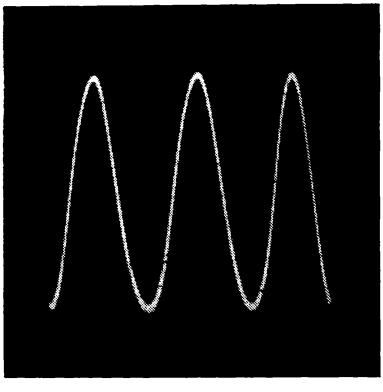


Fig. D-2. — 10 % d'harmonique 2 sont difficiles à discerner.

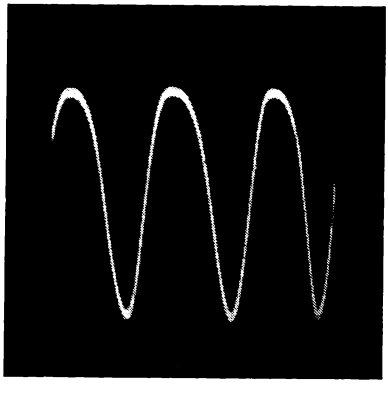


Fig. D-3. — 20 % d'harmonique 2. Aplatissement unilatéral des sommets.

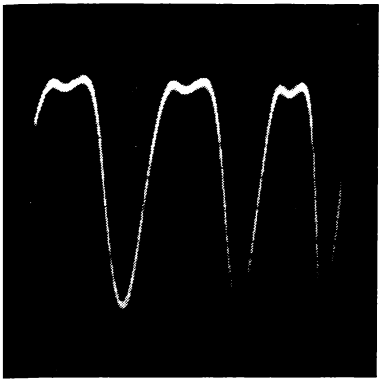


Fig. D-4. — 30 % d'harmonique 2. Sommet en dos de chameau.

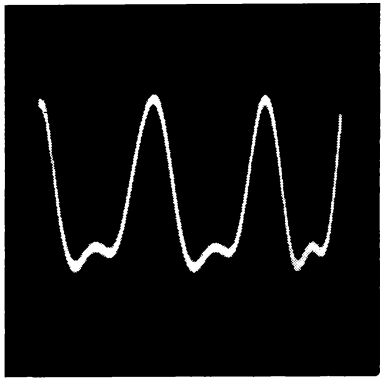


Fig. D-5. — 40 % d'harmonique 2, phase différente.

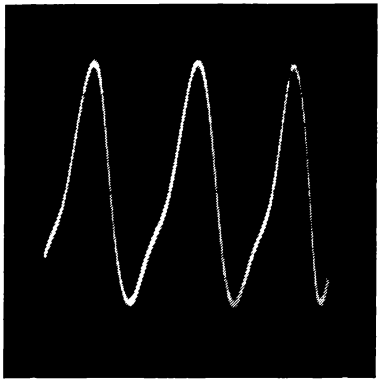


Fig. D-6. — 30 % d'harmonique 2 comme D-4, mais phase différente.

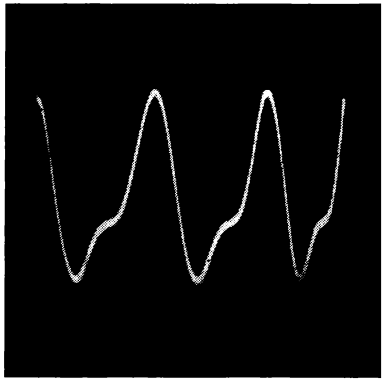


Fig. D-7. — 40 % d'harmonique 2. L'onde est asymétrique.

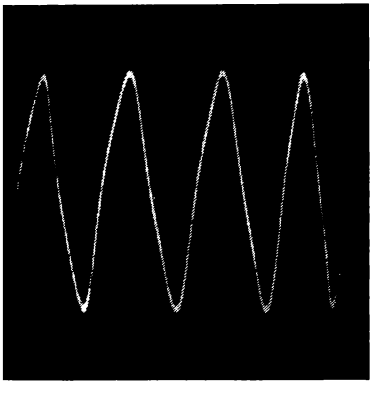


Fig. D-8. — 10 % d'harmonique 3. L'onde est symétrique.

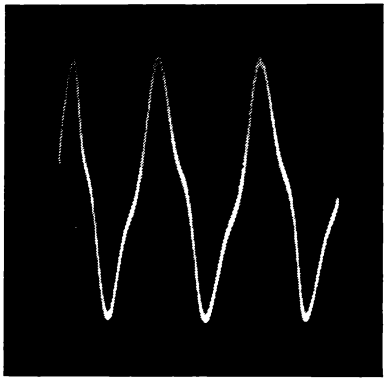


Fig. D-9. — 20 % d'harmonique 3.

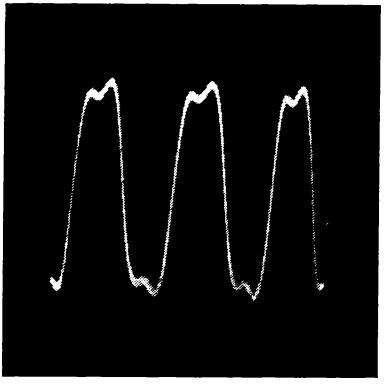


Fig. D-10. — 20 % d'harmonique 3, phase différente.

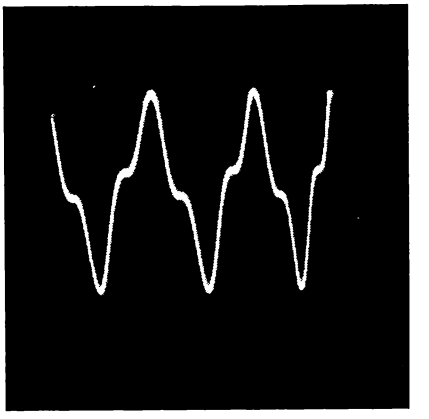


Fig. D-11. — 30 % d'harmonique 3, phase différente.

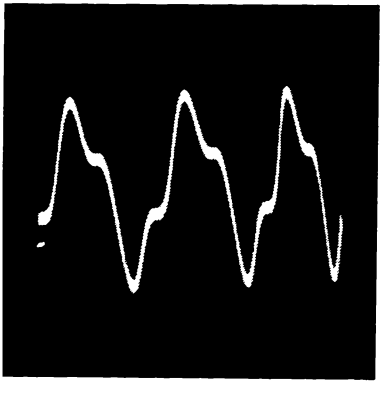
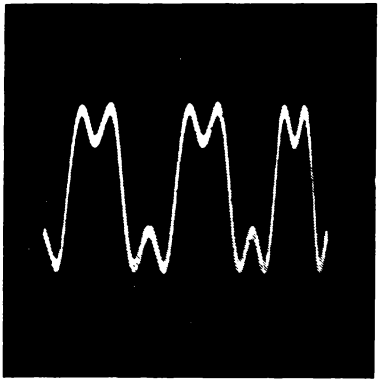


Fig. D-12. — 30 % d'harmonique 3, phase différente.

pour un taux de 40 %. *Comme pour tous les harmoniques impairs, les déformations sont ici symétriques.*

Pour finir, nous donnons les oscillogrammes pour un taux de 10 % d'harmonique 4 (fig. D-15) et d'harmonique 5 (fig. D-16) et de 30 % d'harnique 4 (fig. D-17). On vérifie ici aussi que la symétrie existe seulement pour les harmoniques impairs, et que les déformations de la sinusoïde sont d'autant plus accusées que le rang de l'harmonique est plus élevé. En fait, le taux de distorsion d'une sinusoïde déformée décroît rapidement lorsque le rang de l'harmonique augmente.

On voit donc qu'un taux de distorsion de 5 %, prohibitif pour un amplificateur à haute fidélité, n'est pas décelé par l'observation directe de l'onde. Nous verrons plus loin des méthodes qui le permettent. Par ailleurs, ne perdons pas de vue qu'une chaîne à haute fidélité est faite pour être écoutée, et non pas contemplée à l'oscilloscope. Il faudrait connaître les relations exactes entre les caractéristiques électriques et l'impression subjective à l'audition, et ça, c'est une autre affaire.



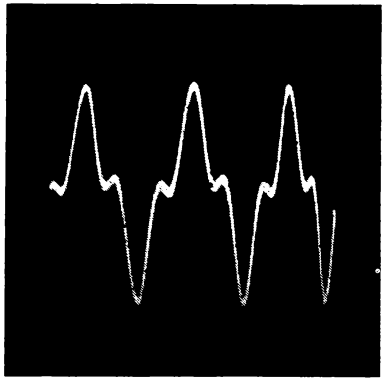


Fig. D-13 et D-14. — 40 % d'harmonique 3, deux aspects différents.

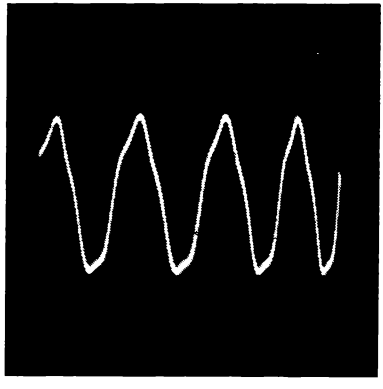


Fig. D-15. — 10 % d'harmonique 4. Distorsion asymétrique bien visible.

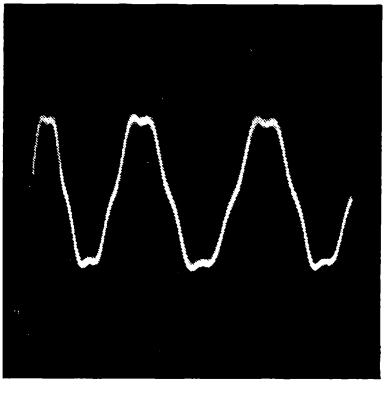


Fig. D-16. — 10 % d'harmonique 5. Distorsion symétrique évidente.

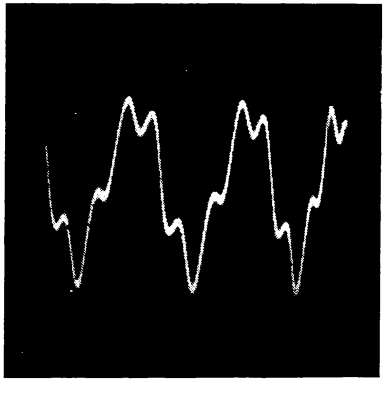


Fig. D-17. — 30 % d'harmonique 4. Noter la dissymétrie.

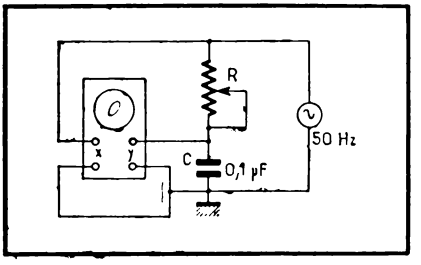


Fig. D-18. — Etude de l'action d'un circuit déphaseur simple.

Fig. D-19. — Ellipses de phase obtenues avec D-18 pour différentes valeurs de R.

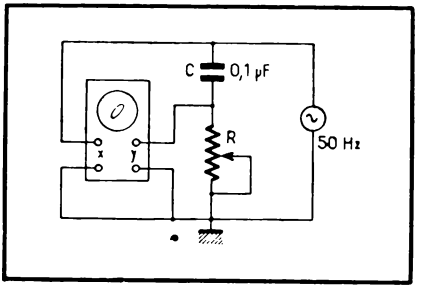


Fig. D-20. — Etude d'un déphaseur à C série, R parallèle.

D. 2. — Circuits déphaseurs

Une tension est déphasée en déplaçant son onde sur l'axe des temps, en sorte qu'elle soit en avance ou en retard par rapport à une référence. Ceci peut provoquer une diminution de son amplitude, mais sa forme doit rester la même.

Comme les circuits déphaseurs comportent des résistances et des réactances (condensateurs ou bobinages), ils transmettent inégalement les fréquences, ce qui fait qu'une onde complexe subit une distorsion de forme d'onde. Pour déphaser une onde complexe, rectangulaire par exemple, obtenue à partir d'une sinusoïde, il faut déphaser cette dernière. En revanche, une sinusoïde pure est déphasée sans aucune distorsion.

Le circuit déphaseur le plus simple et son branchement sur l'oscilloscope pour voir son action sont représentés sur la figure D-18. On utilise un condensateur fixe de 0,1 µF et une résistance variable R de 100 kΩ, une boîte à décades de préférence. Pour $R = 0$, x et y sont en phase, et on voit une droite inclinée (non représentée). Sur la figure D-19, on a photographié par triple exposition les figures obtenues avec $R = 1000$, 10 000 et 100 000 Ω, correspondant respectivement aux ellipses très aplaties, à axe incliné et à grand axe presque horizontal. On voit qu'avec $R = 100\,000$ Ω, on approche le déphasage de 90° ; mais pour l'atteindre, il faudrait que R soit infini, et alors l'amplitude serait nulle. Sa diminution est déjà très sensible pour 100 000 Ω.

Dans le réseau de la figure D-20, R et C sont inversés, le condensateur est en série et la résistance en parallèle. Pour les mêmes valeurs que précédemment, on obtient les trois ellipses de la figure D-21. Ici aussi, l'amplitude diminue lorsque le déphasage augmente. Toutefois, par opposition au montage précédent, le déphasage le plus important (ellipse très aplatie à axe presque horizontal) correspond ici à la résistance la plus faible, soit R = 1000 Ω.

On voit que ces circuits ont l'inconvénient d'un affaiblissement qui peut devenir prohibitif pour un déphasage de, mettons, 50°. Le montage de la figure D-22 utilise les mêmes éléments R et C, mais alimentés par un transformateur portant un enroulement à point milieu qu'on relie à la masse. Sur la figure D-23 on voit les ellipses correspondant à 1000 (très aplatie), 10 000 et 100 000 Ω. On voit que l'amplitude (hauteur de

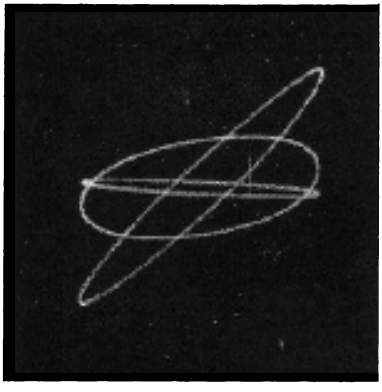


Fig. D-21. — Ellipses de déphasage obtenues avec différentes valeurs de R.

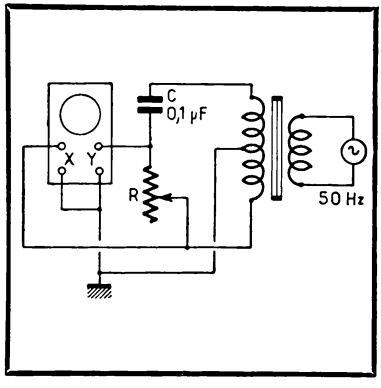


Fig. D-22. — Circuit déphaseur à amplitude constante.

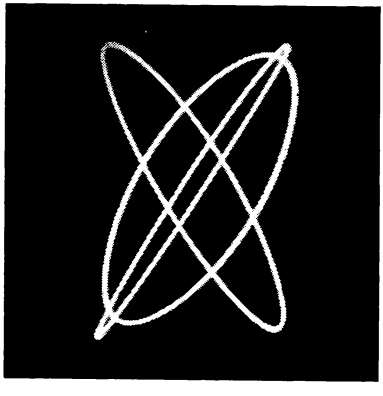


Fig. D-23. — Ellipses de déphasage à amplitude constante.

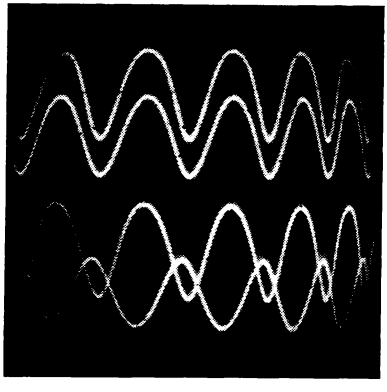


Fig. D-24. — Observation des déphasages au commutateur électronique. R = 1 000 Ω en haut, et 0,1 MΩ en bas.

l'image) reste pratiquement constante, et que la gamme des déphasages est beaucoup plus grande, puisqu'elle s'étend d'une valeur très faible à près de 180°. La figure D-24 montre la relation de phase des deux ondes relevée avec un commutateur électronique : en haut, déphasage presque nul correspondant à $R = 1000\ \Omega$; en bas, avec $R = 100\,000\ \Omega$, les ondes sont presque en opposition de phase.

Le pont déphaseur de la figure D-25 utilise deux potentiomètres jumelés de même valeur et un transformateur sans prise. Les trois ellipses de la figure D-26 montrent qu'on obtient à peu près la même gamme de déphasages qu'avec le montage précédent, et que l'amplitude reste sensiblement constante.

Combiné avec un transformateur à prise (fig. D-27), ce montage présente cependant la particularité d'offrir deux tensions y_1 et y_2 déphasables à volonté par rapport à x, tout en maintenant entre elles une opposition de phase. Cette constance de la phase relative est montrée sur la figure D-28 pour les deux positions extrêmes du potentiomètre double. (Le léger écart de phase visible en haut est dû à une inégalité des potentiomètres.) Nous verrons au paragraphe F-25 l'emploi de ce montage appliqué à un redresseur à thyratrons.

Plutôt que de produire un déphasage important par une seule cellule RC, on a avantage à utiliser plusieurs cellules en série, car l'affaiblissement total est moindre. En utilisant le réseau RC à 3 cellules de la figure D-29, on obtient le déphasage entre le point A d'une part et B (fig. D-30, en haut), C et D (en bas) d'autre part. Bien que le déphasage total soit de près de 120°, l'affaiblissement introduit n'est pas exagéré. Ces réseaux sont utilisés dans les oscillateurs basse fréquence à déphasage. En reliant la grille d'un tube à sa plaque au moyen d'un tel réseau, le tube entre en oscillation sur la fréquence à laquelle le réseau introduit un déphasage de 180°, car alors la grille et la plaque sont en phase. Pour qu'il y ait oscillation, il est toutefois nécessaire que le gain du tube soit supérieur à l'affaiblissement introduit par le réseau déphaseur.

D. 3. — Production d'ondes rectangulaires

Les ondes rectangulaires sont utilisées dans de nombreux essais et constituent la « matière première » pour la fabrication d'impulsions et d'autres ondes complexes. Nous verrons plus loin comment on peut les produire directement (multivibrateur, paragraphe F-11). Ici, nous examinerons seulement la transformation d'une onde sinusoïdale en rectangulaire.

La méthode la plus simple consiste à écrêter une onde sinusoïdale d'amplitude suffisante. La figure D-31 montre un tel écrêteur à deux diodes au germanium polarisées chacune par un élément de pile de 1,5 V. Les polarités sont inverses, et elles conduisent alternativement. Cette conduction n'a cependant lieu qu'à partir du moment où la tension appliquée dépasse la contre-tension de la pile, et la diode court-circuite

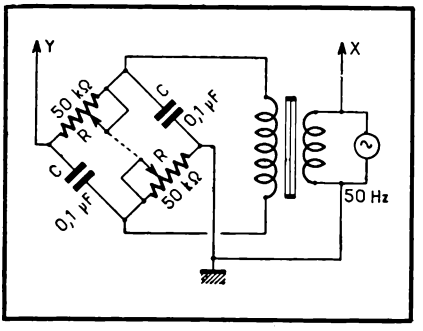


Fig. D-25. — Pont déphaseur à potentiomètre jumelé.

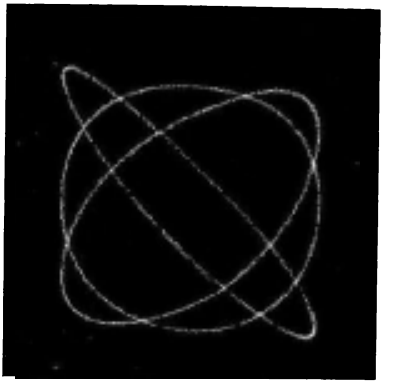


Fig. D-26. — Ellipses de déphasage obtenues avec ce pont.

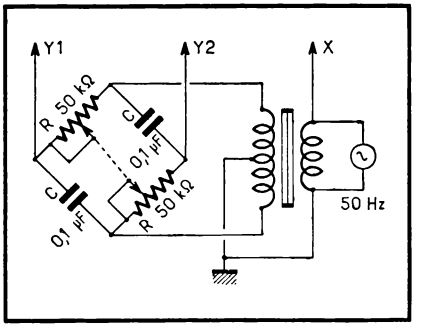


Fig. D-27. — Pont déphaseur procurant deux tensions toujours en opposition de phase.

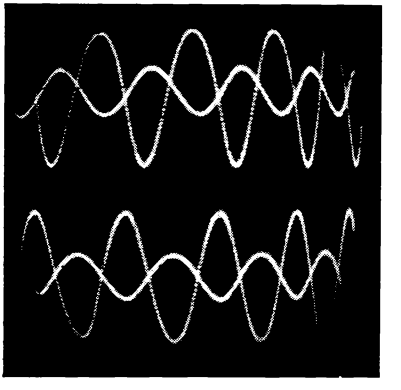


Fig. D-28. — L'opposition de phase entre y_1 et y_2 aux positions extrêmes du potentiomètre jumelé.

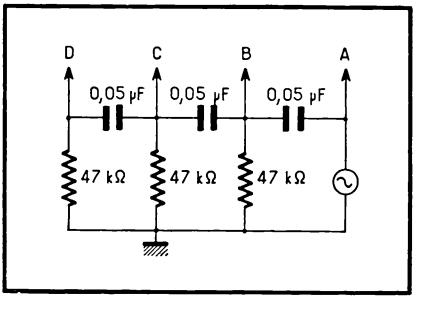


Fig. D-29. — 3 cellules déphaseuses montées en cascade.

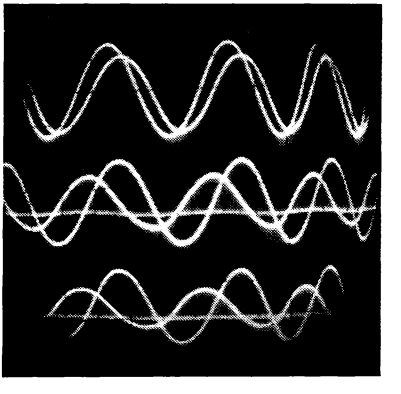


Fig. D-30. — Les déphasages aux points B (en haut), C (au centre) et D (en bas).

alors le signal. En somme, on « rabote » les sommets. Il est évident que, le tronc qui subsiste étant d'amplitude constante et fonction du montage, ce tronc sera d'autant plus carré que l'amplitude d'attaque sera plus grande. Sur la figure D-32, on voit, en bas, l'onde sensiblement rectangulaire obtenue par écrêtage d'une tension sinusoïdale de 10 V_{eff}. En

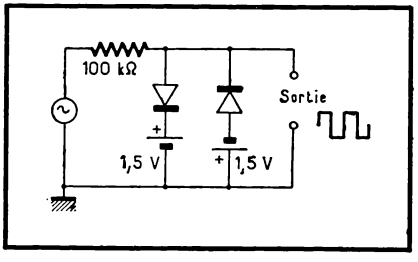


Fig. D-31. — Circuit écrêteur simple à deux diodes polarisées.

réduisant l'amplitude à 2 V_{eff}, on obtient l'onde trapézoïdale représentée en haut. La figure D-33, prise dans les mêmes conditions, mais après enlèvement de l'une des diodes, donne un aperçu d'un écrêtage unilatéral. Ce n'est cependant pas une tension unidirectionnelle, car de la partie rabotée subsiste un tronc. Pour le supprimer et arriver à une véritable détection, il faudrait supprimer la pile.

On peut encore simplifier le montage et supprimer les piles en utilisant deux diodes Zener montées en série à polarités opposées (fig. D-34). Ces diodes sont conductrices dans le sens direct, comme toutes les diodes, mais aussi dans le sens inverse après dépassement d'un certain potentiel dit de Zener, variable selon les modèles. Nous avons utilisé des 11Z4 *Thomson* dont la tension de Zener est d'environ 4,5 V. Sur la figure D-35, on voit qu'une tension d'attaque de 5 V_{eff} passe à peu près sans rabotage (en haut), qu'une tension de 10 V est sérieusement tronquée (au milieu) et que, pour 20 V, nous obtenons une onde sensiblement rectangulaire. La figure D-36 montre, en haut, une onde écrêtée de

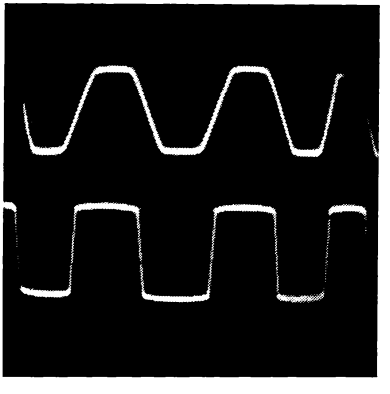


Fig. D-32. — Onde écrêtée obtenue avec une tension d'entrée de 2 V (en haut) et 10 V (en bas).

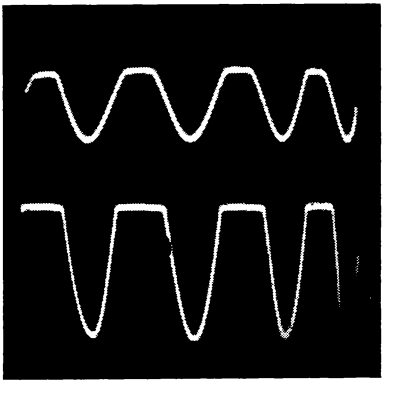


Fig. D-33. — Onde écrêtée avec une seule diode, tensions d'entrée 2 et 10 V.

100 kHz, et en bas une onde de 30 Hz. L'inégalité entre alternances positives et négatives provient d'une légère différence entre les tensions Zener des deux diodes et peut être évitée par un apairage. En somme, cet écrêteur très simple n'a que l'inconvénient d'exiger une tension d'attaque assez élevée.

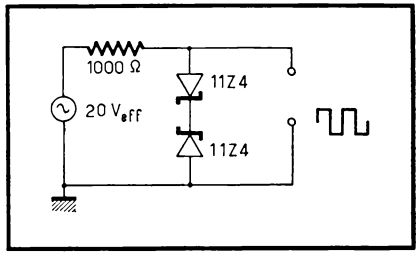


Fig. D-34. — Ecrêteur à deux diodes Zener.

Mais du fait qu'elles sont obtenues par rabotage, les ondes produites par cet écrêteur sont toujours un peu trapézoïdales, et de plus l'impédance de sortie du montage est élevée. Pour obtenir des ondes parfaitement rectangulaires, on utilise la bascule (ou trigger) de Schmitt (fig. D-37). C'est un montage dérivé du multivibrateur à couplage cathodique (voir § F-12). Les deux triodes V_1, V_2 ont des liaisons à courant continu : de la plaque de V_1 à la grille de V_2, et par la résistance cathode commune.

Pour une polarisation suffisante de la grille de V_1 au moyen du diviseur de tension, le courant plaque de ce tube est faible, ce qui diminue la polarisation de V_2 par la liaison R_3, R_4 et augmente son courant plaque. Si on applique maintenant à la grille de V_1 une tension positive d'amplitude suffisante, ce tube se met à débiter et réduit de ce fait le courant plaque de V_2. Le couplage cathodique précipite encore ce basculement. En raison des deux liaisons, la tension plaque de V_2 ne peut prendre que l'une ou l'autre de deux valeurs fixes particulières au montage, selon la tension appliquée à l'entrée, une condition idéale pour produire

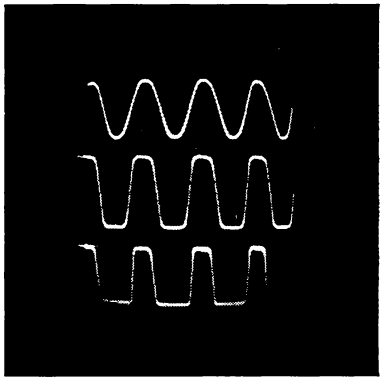


Fig. D-35. — Ecrêteur à diodes Zener, tension d'attaque 5 V (en haut), 10 V (au centre) et 20 V (en bas).

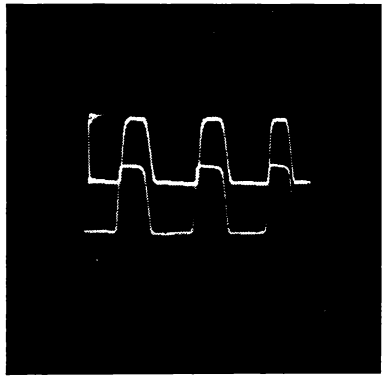


Fig. D-36. — Action de l'écrêteur à 100 kHz (en haut) et 30 Hz (en bas).

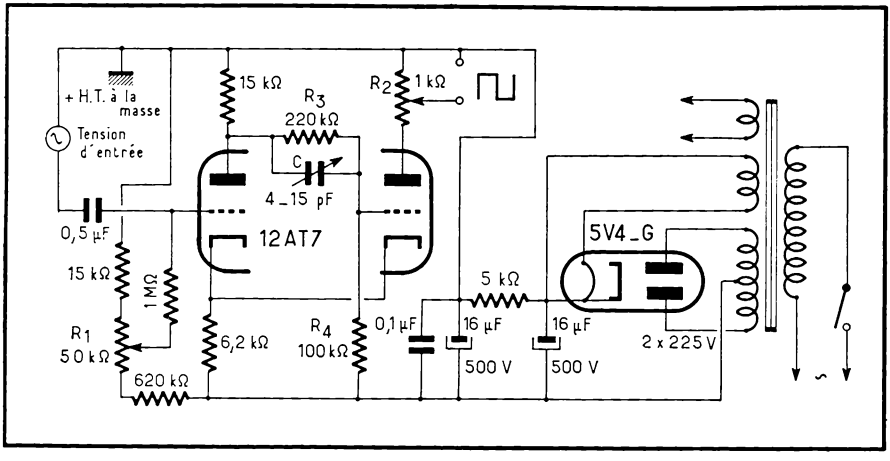


Fig. D-37. — Déclencheur de Schmitt produisant des ondes rectangulaires. V_1 est la triode gauche, V_2 la triode droite.

des ondes rectangulaires. De plus, en raison des liaisons à courant continu, cet état se maintient indéfiniment tant que la tension d'excitation ne change pas.

Le montage ne demande que peu d'explications. Le point de fonctionnement est fixé par le potentiomètre R_1 qu'il faut ajuster pour l'égalité des alternances positives et négatives. Sur la figure D-38 on voit l'onde parfaitement rectangulaire obtenue avec ce montage. Les temps de montée sont si courts que les flancs n'apparaissent pas sur l'oscillogramme. En agissant sur R_1, on obtient des alternances égales (en haut) ou inégales (en bas).

Le petit condensateur ajustable C doit être réglé pour une bonne transmission des composantes rapides. La tension de sortie est prélevée sur le potentiomètre R_2. Pour éviter tout condensateur de liaison, on a mis à la masse le + H.T., et non pas le — H.T., ce qui est facile si le montage a son alimentation propre.

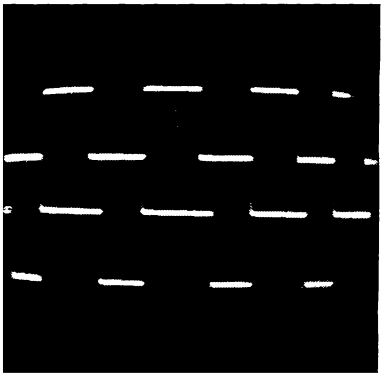


Fig. D-38. — Ondes rectangulaires symétriques et dissymétriques obtenues avec le montage D-37.

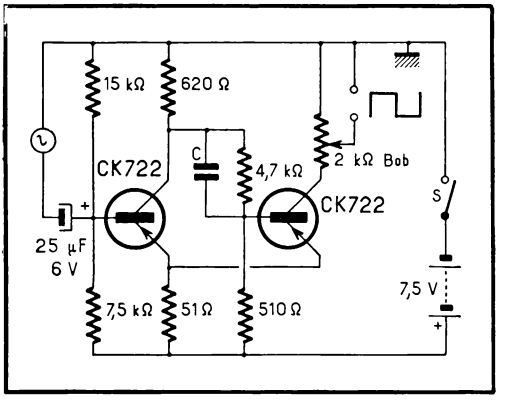


Fig. D-39. — Déclencheur de Schmitt à transistors.

La bascule de Schmitt se prête parfaitement à la « transistorisation », la pile intérieure simplifie les problèmes d'alimentation. Le montage de la figure D-39 ressemble comme un frère au précédent. Nous l'avons réalisé avec des transistors basse fréquence courants ; avec des transistors haute fréquence on pourrait obtenir des temps de montée plus courts. Il suffit d'un signal de 1 V_{eff} pour obtenir une tension de sortie d'environ 4,5 V crête-à-crête. La consommation est d'environ 7 mA avec une pile de 7,5 V.

L'onde rectangulaire de 20 kHz obtenue avec ce montage est représentée sur la figure D-40 pour deux valeurs différentes du condensateur C qui devra être choisi pour avoir un flanc aussi raide que possible, sans dépassement toutefois (overshoot.) Comme la durée d'une période de 20 kHz est de 50 µs, on peut estimer le temps de montée à environ 2 µs.

Une onde parfaitement rectangulaire peut paraître déformée si la bande passante de l'oscilloscope utilisé est insuffisante, et nous verrons

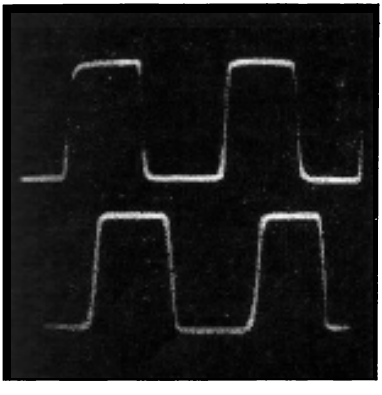


Fig. D-40. — Ondes rectangulaires 20 kHz obtenues avec D-39. Valeurs différentes de C.

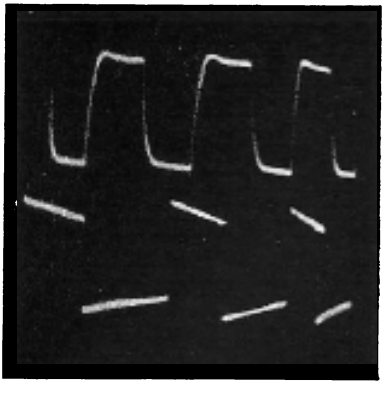


Fig. D-41. — Reproduction défectueuse de l'onde rectangulaire à 100 kHz (en haut) et 20 Hz (en bas).

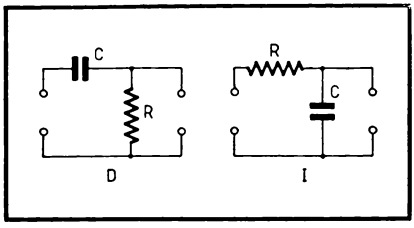


Fig. D-42. — Circuits différentiateur (D) et intégrateur (I).

d'ailleurs au § G-2 l'emploi d'une telle onde pour l'examen des amplificateurs. Sur la figure D-41, on voit en haut une onde rectangulaire de 100 kHz reproduite par un oscilloscope basse fréquence ; les temps de montée sont insuffisants. L'inclinaison des parties horizontales de l'onde rectangulaire de 20 Hz (en bas) est due à un condensateur d'entrée de capacité insuffisante (0,1 μF). On voit donc que l'essai en ondes rectangulaires pose des exigences sévères pour les caractéristiques de l'oscilloscope et constitue de ce fait une excellente vérification des caractéristiques de fréquence et de phase.

D. 4. — Différentiation et intégration de formes d'ondes

Les circuits D et I (fig. D-42) que nous allons étudier maintenant ont déjà été examinés plus haut pour le déphasage d'ondes sinusoïdales (voir fig. D-22 et D-25). Comme il s'agissait d'ondes comportant une seule fréquence, nous obtenions un déphasage et aussi une atténuation du signal, mais aucune distorsion. Il en va tout autrement dans le cas d'une onde complexe, rectangulaire en particulier, et nous allons voir le type de « distorsion » produit.

Le circuit D (différentiateur) ressemble à une liaison plaque-grille par résistance et capacité ; la différence réside dans la valeur de la constante de temps $\tau = RC$. Dans un amplificateur, on donne à RC une valeur suffisamment grande pour que les basses fréquences soient affai-

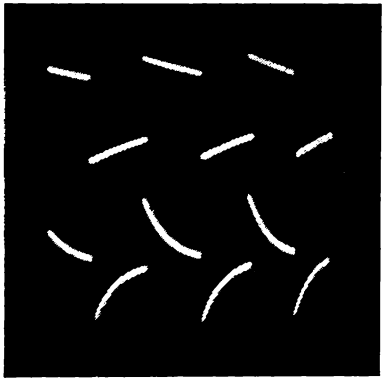


Fig. D-43. — Onde rectangulaire différenciée avec RC = T (en haut) et 0,1 T (en bas).

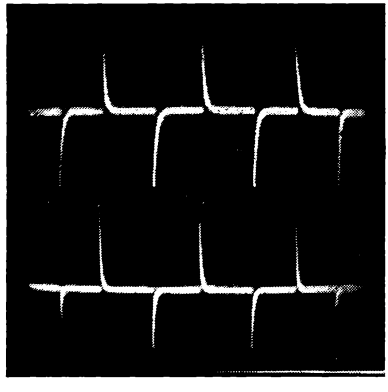


Fig. D-44. — Différentiation avec RC = 0,01 T (en haut) et 0,001 T (en bas).

blies le moins possible (par exemple C = 0,1 μF et R = 1 MΩ, ce qui donne τ = 0,1 *s*, en exprimant C en microfarads et R en megohms).

Pour différencier une onde, on réduit délibérément le produit RC, ce qui supprime les composantes basse fréquence et accentue ainsi les fréquences élevées. Mathématiquement, ceci équivaut à prendre la différentielle de la fonction de l'onde d'origine, et comme on sait que la différentielle d'une onde sinusoïdale est une sinusoïde déphasée, il est évident qu'elle ne subit pas de distorsion.

L'action différentiatrice dépend de la relation entre le produit RC et la durée T d'une période du signal, soit l'inverse de sa fréquence.

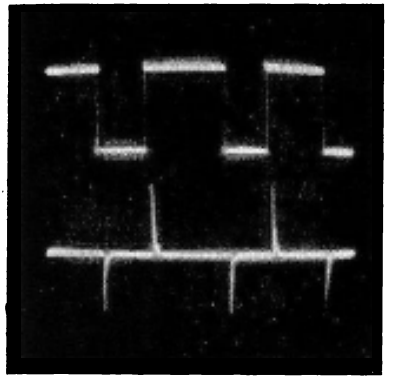


Fig. D-45. — Une onde rectangulaire dissymétrique produit des impulsions positives et négatives inégalement espacées.

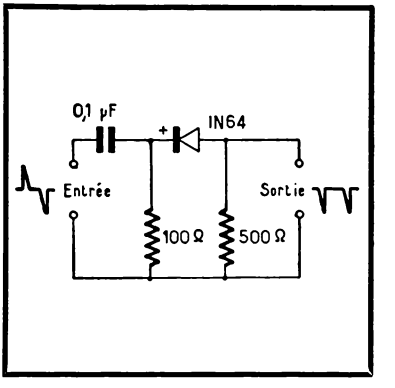


Fig. D.-46. — Montage écrêtant les impulsions d'une polarité.

Comme nous avons travaillé à 1000 Hz, T = 1 ms, et RC peut être exprimé en fonction de T, ce qui a l'avantage de rendre nos oscillogrammes tout à fait généraux.

Sur la figure D-43, on voit une onde rectangulaire différenciée avec RC = T (en haut) et RC = 0,1 T (en bas). En réduisant encore la constante de temps, on obtient, figure D-44, des impulsions de plus en plus brèves, mais aussi d'amplitude décroissante (RC = 0,01 T en haut, et RC = 0,001 T en bas). On voit donc qu'une bonne différentiation exige que *RC soit inférieur à* T/100. Si l'onde rectangulaire de départ a des alternances inégales, on obtient des impulsions inégalement espacées par rapport à la ligne de base ; c'est le cas de la figure D-45. On peut donc déphaser les impulsions en agissant sur le rapport des durées des alternances de l'onde rectangulaire.

Généralement, on a besoin d'impulsions d'une seule polarité, positives ou négatives. On utilise alors un circuit à diode laissant passer des impulsions d'une seule polarité (fig. D-46). Pour obtenir des impulsions de polarité inverse, il suffit d'inverser la diode. Sur la figure D-47, on voit en haut les impulsions bipolaires de départ, et en bas les impulsions négatives qui restent après élimination des impulsions positives. On a augmenté le gain de l'amplificateur, car il est évident que ce circuit ne peut qu'affaiblir les impulsions.

Le circuit I (intégrateur), à droite de la figure D-42, n'est pas inconnu non plus : c'est un filtre très utilisé pour éliminer la composante alternative (le ronflement) d'une tension redressée. Ici aussi, la différence réside uniquement dans la valeur de la constante de temps. Dans un filtre, on rend le produit RC aussi grand qu'économiquement possible pour réduire la composante alternative au minimum ; ici, c'est la composante résiduelle qui nous intéresse, et il faut donc choisir une constante de temps plus faible.

Avec une onde rectangulaire de 1000 Hz comme précédemment (T = 1 ms), nous avons obtenu un léger arrondissement des angles avec RC = 0,01 T (fig. D-48, en haut), et des arrondis prononcés avec RC = 0,1 T (en bas). Avec RC = T on obtient une onde triangulaire légèrement incurvée (fig. D-49, en haut), et, avec RC = 10 T, on a une onde triangulaire pratiquement parfaite. On peut donc dire qu'*on obtient une bonne intégration lorsque RC est supérieur à T.*

Lorsque les alternances de l'onde rectangulaire sont inégales, l'onde triangulaire devient une dent de scie. Il est cependant difficile d'obtenir par ce procédé une tension de balayage idéale ayant un temps de retour négligeable.

D'une manière générale, les circuits D et I permettent d'obtenir les transformations suivantes :

Onde de départ	Onde différentiée	Onde intégrée
sinusoïde	sinusoïde déphasée de 90°	sinusoïde déphasée de 90°
onde rectangulaire	impulsions alternativement au-dessus et au-dessous de la ligne de base	onde triangulaire
dent de scie	impulsions de même polarité	onde parabolique
triangulaire	rectangulaire	paires de demi-périodes paraboliques

On voit donc que des impulsions unipolaires peuvent être obtenues directement par différentiation d'une onde en dent de scie, produite en particulier par une base de temps.

D. 5. — Production d'ondes complexes

Des ondes aussi complexes qu'un signal vidéo par exemple, qui comprend en plus du contenu de l'image des tops de synchronisation bien définis, ne peuvent pas être produites directement. On part alors de formes d'ondes plus élémentaires, principalement impulsions et ondes rectangulaires, qu'on mélange et additionne. Si ces ondes composantes ne sont pas produites par un même générateur, il est naturellement nécessaire de prévoir une synchronisation rigide entre elles.

Comme exemple d'une onde complexe, prenons l'onde en escalier de la figure D-50, utile pour la division de fréquences et pour le tracé

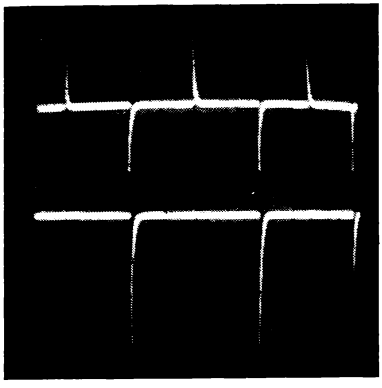


Fig. D-47. — Impulsions unipolaires obtenues par écrêtage.

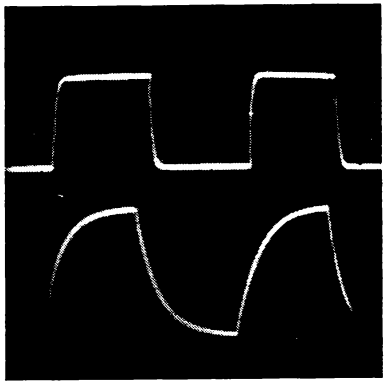


Fig. D-48. — Intégration d'une onde rectangulaire avec RC = 0,1 T (en bas) et 0,01 T (en haut).

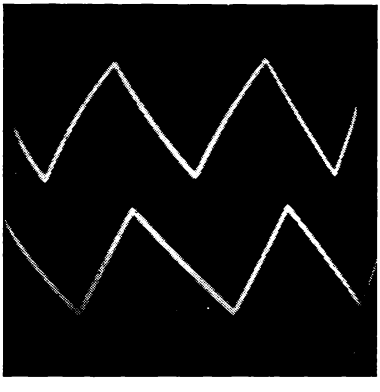


Fig. D-49. — Intégration avec RC = T (en haut) et 10 T (en bas).

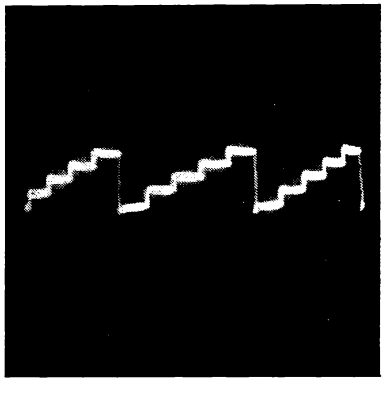


Fig. D-50. — Onde en escalier produite par deux ondes en dents de scie.

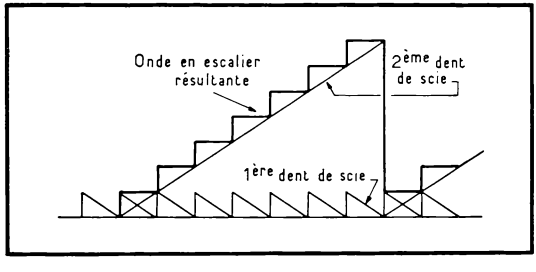


Fig. D-51. — Composition des deux ondes en dents de scie.

d'une famille de caractéristiques. Une des manières de l'obtenir consiste à additionner deux ondes en dents de scie de fréquence et amplitude adéquates (fig. D-51). Nous avons obtenu cet oscillogramme avec deux bases de temps à thyratron dont les fréquences de récurrence sont dans

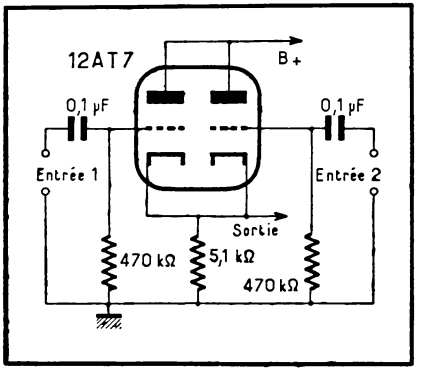


Fig. D-52. — Mélangeur pour produire des formes d'onde complexes.

le rapport 5 (il y a 5 marches pour chaque escalier), convenablement synchronisées. Ces bases de temps attaquent directement les plaques Y_1 et Y_2 respectivement. Nous tournons ainsi une difficulté, car au lieu d'additionner deux dents de scie, l'une montante et l'autre descendante, ce qui nécessiterait l'inversion de l'une d'elles, nous obtenons automatiquement une soustraction d'ondes de même sens du fait de l'utilisation des deux plaques. Il existe toutefois de nombreux montages pour obtenir l'onde en escalier directement à partir d'impulsions.

Pour étudier le mélange de signaux, nous avons réalisé l'amplificateur double à charge cathodique commune de la figure D-52. En appliquant

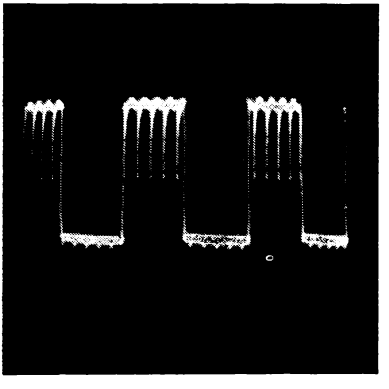


Fig. D-53. — Onde composée d'une tension rectangulaire 500 Hz et d'impulsions 5 000 Hz.

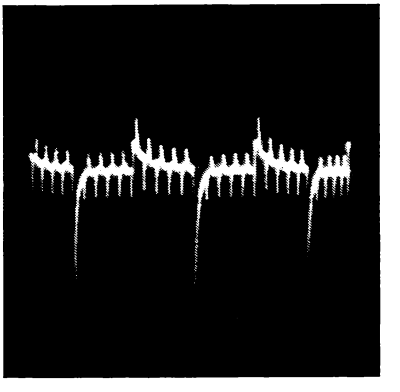


Fig. D-54. — Mélange d'impulsions 500 et 5 000 Hz.

à une entrée une onde rectangulaire de 500 Hz et à l'autre des impulsions de 5000 Hz synchronisées avec l'onde rectangulaire, on obtient l'onde composée de la figure D-53. La figure D-54 est le résultat du mélange d'impulsions de 500 et 5000 Hz, utile pour le contrôle d'une chaîne de division de fréquences.

E

LE TRACÉ AUTOMATIQUE DE CARACTÉRISTIQUES

Le tracé point par point des caractéristiques de tubes, diodes, transistors et autres dispositifs non linéaires est fastidieux et long. Du fait de l'affichage à deux dimensions, le tube cathodique convient bien à la représentation de ces caractéristiques et permet facilement d'obtenir le tracé automatique. Comme toute la caractéristique est balayée à un rythme rapide, on peut même dépasser la limite de dissipation autorisée sans endommager le tube.

Les courbes que nous présentons ont un caractère essentiellement qualitatif ; c'est avec des instruments de mesure classiques que nous avons déterminé les tensions ou intensités essentielles. L'exploitation d'une caractéristique exige des valeurs numériques. Au prix d'une certaine complication, on peut étalonner les axes x et y de manière à lire directement sur un écran quadrillé les tensions et intensités.

E. 1. — Le mécanisme du tracé automatique

Pour tracer la caractéristique d'un dispositif, on relie ses bornes d'entrée à une tension alternative (généralement le réseau 50 Hz) et ses

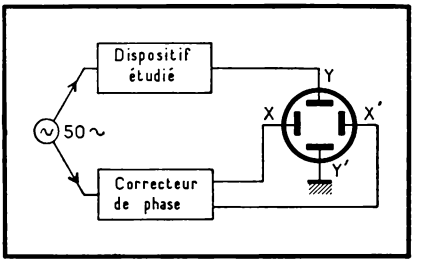


Fig. E-1. — Principe du traceur automatique de caractéristiques.

bornes de sortie à l'amplificateur Y. La même source alimente les plaques XX' avec ou sans amplificateur interposé, mais après passage à travers un circuit correcteur de phase dont nous verrons plus loin l'utilité (fig. E-1). Comme la tension d'attaque est alternative, la tension appliquée varie constamment entre les valeurs de crête positive et négative et explore donc la caractéristique entre ces deux points limites. Une tension

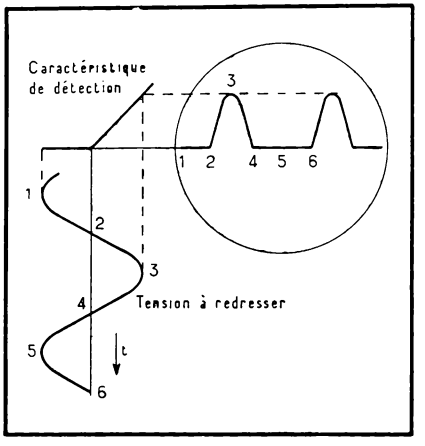


Fig. E-2. — Le mécanisme de tracé de la caractéristique d'une diode.

de même fréquence et phase produit la déviation horizontale, ce qui fait qu'à chaque valeur de la tension d'entrée produisant une déviation verticale donnée correspond une déviation horizontale qui représente cette tension d'entrée (fig. E-2). On obtient donc une suite continue de points de mesure.

Si la caractéristique apparaît renversée (la tête en bas), il suffit d'inverser les connexions des plaques YY'. De même, si elle a les côtés inversés comme par un miroir, il faut inverser les connexions XX'. Si le canal Y comporte des capacités de liaison, il se produit un centrage automatique de la trace en hauteur, et toute composante continue est éliminée. Pour cette raison, un amplificateur Y à courant continu est préférable.

E. 2. — Caractéristiques des diodes et redresseurs

Pour relever ces caractéristiques, nous nous servons d'un transformateur donnant 10 à 15 V au secondaire, et dont le primaire est alimenté

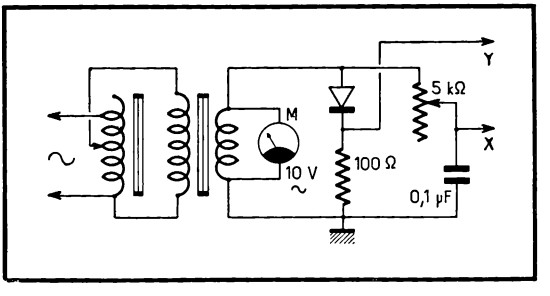


Fig. E-3. — Montage pour le tracé des caractéristiques des diodes.

par un autotransformateur réglable (*Variac*). La tension, mesurée par un voltmètre à courant alternatif, est appliquée à la diode à étudier, montée en série avec une résistance fixe de 100 Ω (fig. E-3). Le point de jonction est relié à la borne Y de l'oscilloscope. La même tension produit la déviation horizontale au moyen du correcteur de phase RC. En somme,

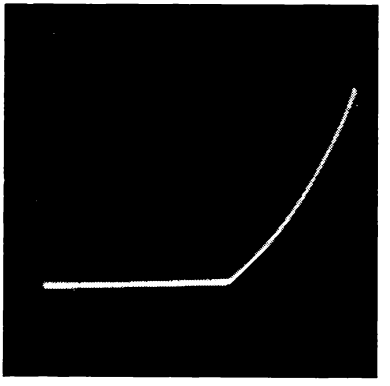


Fig. E-4. — Caractéristique d'un redresseur au sélénium.

Fig. E-5. — Caractéristique d'une diode hyperfréquences à pointe.

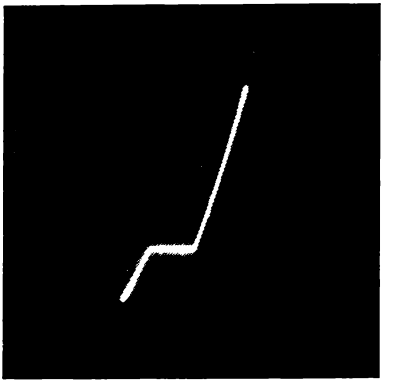


Fig. E-6. — Caractéristique d'une diode Zener.

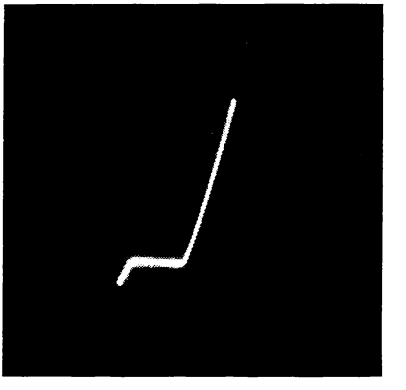


Fig. E-7. — Amplitude réduite montrant le début du courant Zener.

le courant redressé par la diode produit aux bornes de la résistance de 100 Ω une tension de faible valeur qui, amplifiée, produit une déviation verticale proportionnelle à l'intensité du courant.

La caractéristique typique d'un redresseur (au sélénium) est représentée sur la figure E-4. La partie droite à gauche correspond à l'alternance négative pendant laquelle le redresseur n'est pas conducteur. Pour toutes ces courbes, la tension appliquée était de 7 V_{eff}, soit environ 10 V crête. La caractéristique est donc balayée entre — 10 et + 10 V. Sur la plupart des redresseurs essayés nous n'avons pas décelé de courant inverse. On le voit cependant clairement sur la figure E-5 qui représente la caractéristique d'une diode de silicium à pointe IN23A utilisée dans les premiers radars.

Au contraire, la diode Zener (au silicium) est prévue pour devenir conductrice dans le sens inverse après dépassement d'une certaine tension dite tension de Zener. On obtient alors la caractéristique de la figure E-6

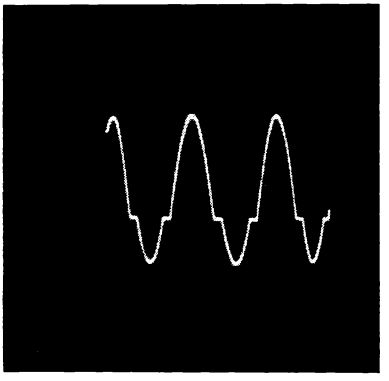


Fig. E-8. — Le courant dans une diode Zener.

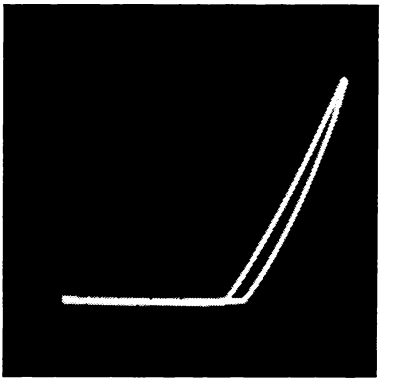


Fig. E-9. — Caractéristique en boucle due au déphasage.

(diode Zener 14ZA *Thomson*, tension 15 V_{eff}). En réduisant la tension à 10 V_{eff}, on voit le début du coude Zener (fig. E-7). Si on réduit encore la tension, le coude gauche disparaît, et on a la caractéristique d'une diode ordinaire.

Le courant de cette diode Zener, observé à l'aide d'une base de temps linéaire, a la forme d'une sinusoïde avec des décrochements (fig. E-8). Les paliers correspondent à la région où la diode est non-conductrice. En somme, on a supprimé la partie centrale de cette sinusoïde et rapproché les deux sommets. En remplaçant la diode Zener par une diode ordinaire, on verrait dans les mêmes conditions des alternances positives ou négatives (voir § F-24).

Les courbes des redresseurs publiées par les constructeurs indiquent, à première vue, un courant inverse plus important par rapport au courant direct. Toutefois, la présentation de la caractéristique n'est pas la même des deux côtés du zéro, les deux échelles ne sont pas les mêmes : on chiffre souvent le courant direct en milliampères, et le courant inverse en microampères, et les échelles des tensions sont différentes aussi. Cette représentation donne le maximum de renseignements, mais ne peut être obtenue directement sur un oscilloscope.

S'il y a un déphasage entre les tensions x et y, la caractéristique s'ouvre en une boucle fermée (fig. E-9). Comme il est souvent difficile d'éviter tout déphasage, on préfère le compenser au moyen d'un circuit simple à RC, comme sur la figure E-3.

Bien que ce traceur simple ne soit pas fait pour les mesures quantitatives, il permet cependant d'effectuer une comparaison de diodes. Les deux courbes de la figure E-10 (superposées par double exposition) correspondent à deux diodes au germanium 1N89 prises dans le même lot. On voit nettement la pente différente des branches ascendantes. Mesurées à l'ohmmètre, elles accusaient des résistances directes de 45 et 200 Ω respectivement, la valeur la plus faible correspondant à la diode

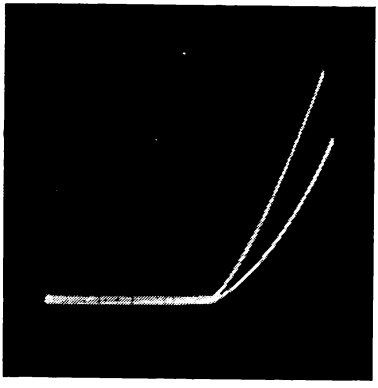


Fig. E-10. — Caractéristiques de deux diodes d'une même série.

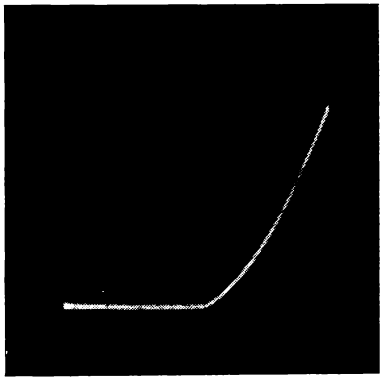


Fig. E-11. — Caractéristique d'un tube redesseur 5V4-G.

à plus grande pente, donc meilleure. (Ces lectures sont faites sur la gamme à résistances faibles de l'ohmmètre ; des mesures faites sur la gamme à grandes résistances n'ont aucun sens.)

Les caractéristiques des valves et diodes à vide ont la même allure ; ici, il n'y a évidemment pas de courant inverse. Les figures E-11 et E-12 montrent les caractéristiques d'un tube redresseur 5V4G et d'une section d'une double diode 6AL5. On notera la résistance interne plus faible de la diode (pente plus grande de la caractéristique), due à l'espacement très faible des électrodes.

Comme une cellule photo-électrique au sélénium ressemble par sa structure à un redresseur au sélénium, nous l'avons essayée comme diode dans le même montage et obtenu ainsi l'oscillogramme de la figure E-13. On voit que cette cellule constitue un bien mauvais redresseur, la tension inverse est faible, et la pente aussi. (Il est vrai qu'elle n'a jamais été conçue pour ce travail !) Les deux caractéristiques photographi-

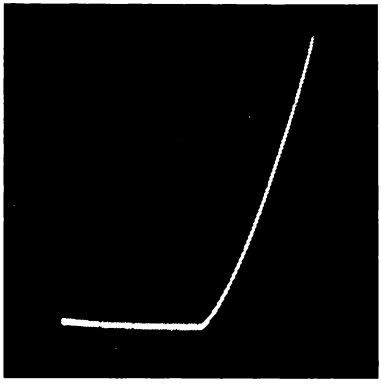


Fig. E-12. — Caractéristique d'un élément de diode 6AL5.

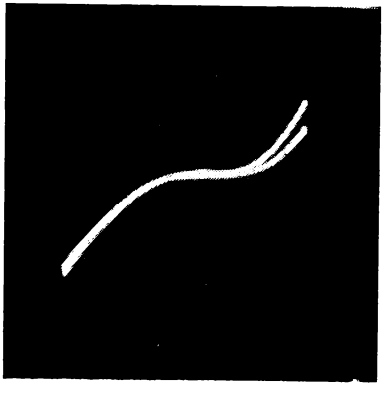


Fig. E-13. — Essai d'une cellule photoélectrique au sélénium comme redresseur. Le courant direct augmente avec l'éclairement.

quement superposées correspondent au fonctionnement à l'obscurité et à la lumière de la cellule. La lumière incidente augmente le courant direct, une particularité de tous les redresseurs semi-conducteurs.

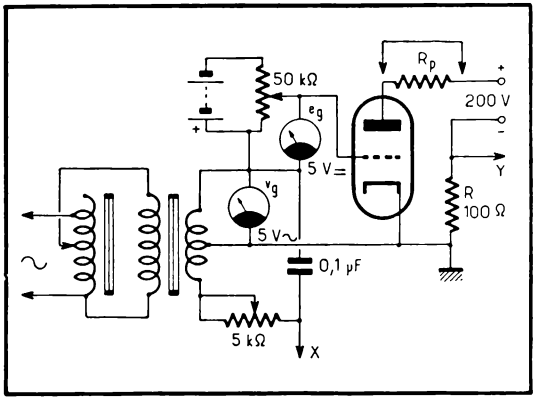


Fig. E-14. — Montage pour le tracé de la caractéristique I_p/E_g d'une triode.

(Nous avons photographié les caractéristiques de plusieurs autres diodes semi-conductrices et thermoioniques, mais les épreuves obtenues étaient si semblables que leur reproduction ne présentait guère d'intérêt.)

E. 3. — Caractéristiques de tubes à vide

Le fonctionnement d'une triode est caractérisé par trois paramètres : la tension plaque E_p, le courant plaque I_p et la tension grille E_g. Comme les caractéristiques que l'on trace sur papier ou sur l'écran d'un tube cathodique sont à deux dimensions, nous ne pouvons représenter qu'une variable en fonction de l'autre (par exemple I_p en fonction de E_g) pour une valeur déterminée de la troisième (ici E_p). En refaisant l'opération pour différentes valeurs de E_p, on obtient toute la famille des caractéristiques I_p/E_g. Le simple dispositif, essentiellement qualitatif, que nous avons utilisé ne permet que des mesures très approximatives ; il montre cependant les conditions dynamiques de fonctionnement d'un tube, ce qui est très avantageux.

Le montage de la figure E-14 est utilisé pour le tracé de la caractéristique I_p/E_g des triodes. La plaque est alimentée par une tension continue, mais entre le — H.T. et la masse est intercalée une résistance de 100 Ω aux bornes de laquelle nous prélevons une tension proportionnelle à I_p pour la déviation verticale. La tension appliquée à la grille se compose d'une polarisation continue e_g variable par potentiomètre et d'une tension alternative 50 Hz, soit v_g, également mesurable. Cette même tension produit le balayage, sa phase est réglable au moyen d'un circuit RC. Au moyen de voltmètres, on mesure e_g, v_g et la tension plaque e_p.

La figure E-15 montre une famille de caractéristiques I_p/E_g d'un élément d'une double triode à grand coefficient d'amplification 12AX7.

Les trois courbes correspondent (du haut en bas) à e_p = 300, 250 et 200 V. La tension grille se composait d'une polarisation e_g = — 2 V et d'un « signal » v_g = 0,7 V_{eff}, soit 1 V crête. Le potentiel grille oscille donc entre — 1 et — 3 V.

En introduisant dans la plaque une résistance de charge R_p = 0,05 MΩ, on obtient les caractéristiques dynamiques dans les mêmes conditions que précédemment (fig. E-16). Comme il se doit, ces courbes sont plus droites et moins montantes. Le jeu de courbes de la figure E-17 correspond à des résistances de charge de (de haut en bas) R_p = 0, 0,01, 0,04 et 0,1 MΩ avec une tension plaque fixe e_p = 200 V et une excursion grille entre — 2,5 et — 0,5 V.

En faisant varier la polarisation pour les caractéristiques statiques (R_p = 0), on obtient les courbes de la figure E-18, avec les polarisations (de haut en bas) e_g = 1, 1,5, 2, 2,5 et 3 V. Comme v_g = 0,7 V_{eff} = 1 V

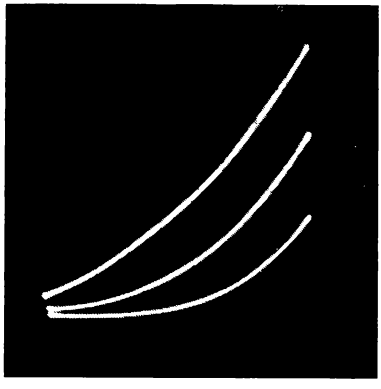


Fig. E-15. — Caractéristiques I_p/E_g d'une triode 12AX7, tensions plaque 300, 250 et 200 V.

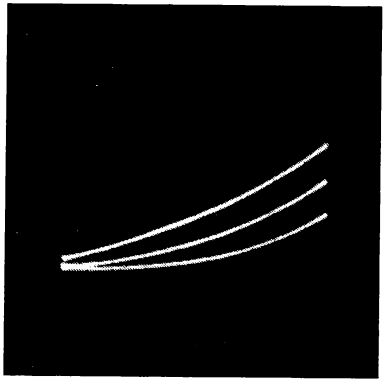


Fig. E-16. — Caractéristiques avec une résistance de charge de 50 k Ω.

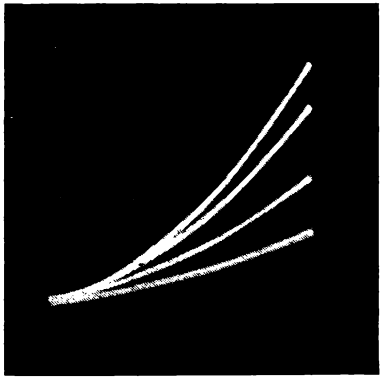


Fig. E-17. — Effet de différentes résistances de charge.

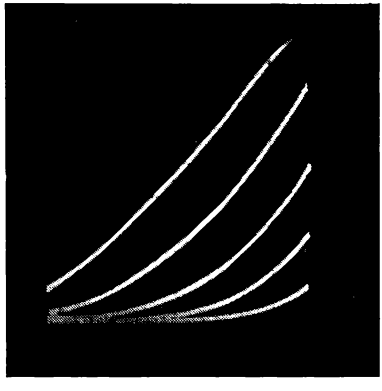


Fig. E-18. — Courbes I_p/E_g pour différentes polarisations.

Fig. 19. — Amplitude exagérée, début de courant grille.

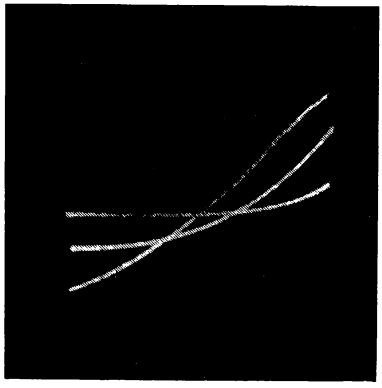


Fig. E-20. — Perte de la référence zéro commune par emploi d'une liaison RC.

crête environ, l'excursion de la grille est de — 2 à 0 V dans le premier cas, et de — 4 à — 2 V dans le dernier. Sur le haut de la courbe supérieure, on décèle le début d'un courant grille, et sur la courbe inférieure, le courant plaque est nul pendant la majeure partie du tracé (cut-off) en raison d'une polarisation excessive.

Si la grille devient positive, elle agit comme la plaque d'une diode et produit un courant grille qui développe aux bornes de la résistance de fuite une tension rendant la grille négative et réduisant de ce fait le courant plaque. Cet effet est visible sur la figure E-19 où la tension grille variait entre — 2,4 et + 0,4 V, avec $e_p = 200$ V. L'aplatissement de la partie supérieure est bien visible. Ce phénomène peut toutefois être masqué si la résistance du circuit grille est faible, car alors il ne se produit plus de chute de tension suffisante pour réduire le courant plaque. Sauf dans des cas spéciaux (émetteurs), ce fonctionnement est d'ailleurs à proscrire.

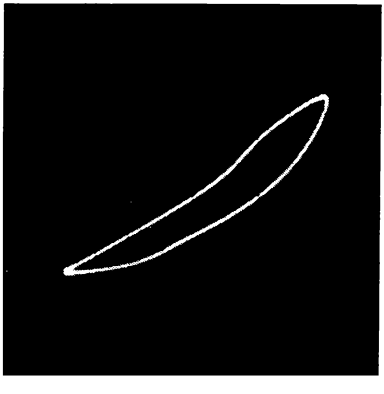


Fig. E-21. — Caractéristique ouverte en ellipse par un effet de déphasage.

Si l'amplificateur de l'oscilloscope utilisé comporte des liaisons capacitives, les courbes se centrent automatiquement sur l'écran, et on perd la composante continue. Les courbes de la figure E-20 correspondent à celles de la figure E-18 ; elles sont tout à fait semblables sauf pour les lignes de base qui sont décalées en hauteur. Il est d'ailleurs possible d'établir une même ligne de base pour toutes les courbes en agissant sur le cadrage vertical ; mais s'il y a une composante continue dont on ignore la valeur, ce réglage est évidemment impossible. C'est pourquoi un amplificateur à courant continu est bien préférable.

S'il y a déphasage entre les tensions x et y, on obtient une caractéristique ouverte en ellipse difficilement utilisable (fig. E-21). Le simple circuit déphaseur décrit plus haut permet d'y obvier.

Pour relever automatiquement la caractéristique I_p/E_p d'un tube triode, il faut mettre en série avec la tension anodique continue une tension alternative de même fréquence et phase que la tension de balayage. Le montage utilisé est représenté sur la figure E-22. En utili-

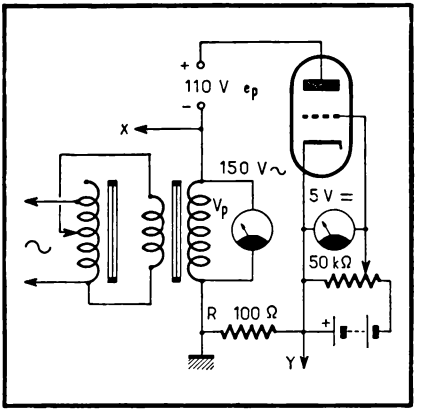


Fig. E-22. — Montage pour le tracé de la caractéristique I_p/E_p d'une triode.

sant une tension continue $e_p = 110$ V à laquelle nous superposons une tension alternative 50 Hz, $v_p = 78$ V_{eff}, soit 110 V crête, nous faisons varier la tension appliquée à la plaque entre 0 et + 220 V. La région de courbe à tension plaque négative est évidemment sans intérêt ! mais en commençant à 0 V, nous obtenons un petit palier utile comme référence zéro.

Le courant plaque est toujours relevé sous forme d'une chute de tension aux bornes d'une résistance R de 100 Ω dans le circuit anodique. La polarisation est variable par un potentiomètre P branché sur une pile (de 4,5 V par exemple) et mesurée par un voltmètre. Il est à noter que la tension anodique e_p est non seulement isolée de la masse, mais encore à un potentiel alternatif de 150 V crête. Une alimentation normale destinée à fonctionner avec le — H.T. à la masse risque fort le claquage (du transformateur d'alimentation en particulier). Il faut donc

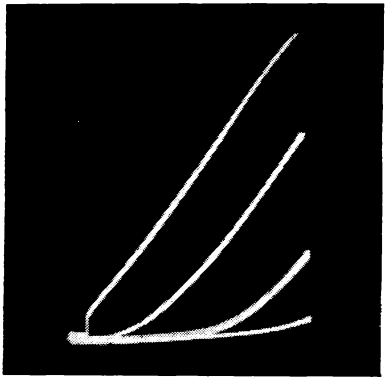


Fig. E-23. — Caractéristiques I_p/E_p d'une 12AX7 pour différentes tensions de polarisation.

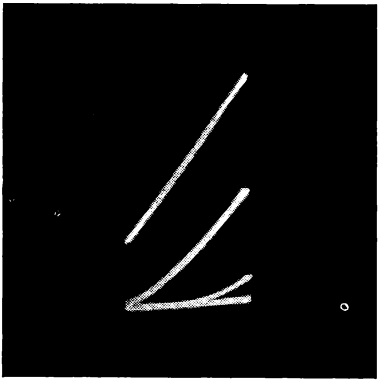


Fig. E-24. — Avec une amplitude réduite, on ne voit qu'une partie des courbes.

employer soit une alimentation « flottante » bien isolée de la masse, soit une batterie donnant une tension suffisante. L'amplitude de v_p est suffisante pour l'attaque directe du tube cathodique (en asymétrique). Aucun circuit correcteur de phase n'a été nécessaire.

La figure E-23 montre une famille de caractéristiques I_p/E_p d'une section triode 12AX7. Les tensions grille, fixes ici, sont (de haut en bas) : 0, — 1, — 2 et — 3 V. Comme dit plus haut, la tension anodique variait entre 0 et 220 V, ce qui est très acceptable. En réduisant v_p à

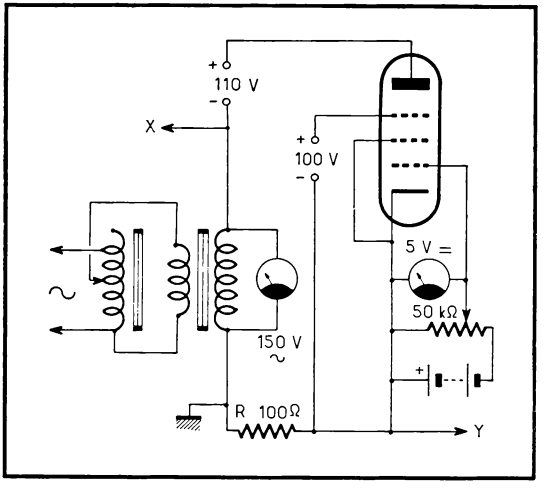


Fig. E-25. — Montage pour le tracé des courbes I_p/E_p des pentodes.

39 V_{eff}, soit 55 V crête, E_p ne varie plus qu'entre 55 et 165 V, et on obtient la figure E-24 ne montrant qu'une partie des courbes, les tensions grille étant les mêmes.

On procède de la même façon pour relever les caractéristiques des tétrodes et pentodes. Il faut toutefois prévoir une alimentation flot-

tante supplémentaire pour l'écran. Comme le courant écran varie avec la polarisation, il faut, en particulier pour le tracé des courbes I_p/E_g, s'assurer de la constance de la tension écran. Si l'alimentation n'est pas stabilisée, un diviseur de tension à fort débit est nécessaire pour stabiliser approximativement la tension écran.

La tension écran constitue un quatrième paramètre de fonctionnement. On obtiendra donc autant de jeux de courbes I_p/E_p et I_p/E_g qu'il y aura de valeurs de tension écran. Pratiquement, on se contente d'augmenter la tension de 50 en 50 V. Pour simplifier encore, on peut ne relever que le jeu de courbes correspondant à la tension écran préconisée par le constructeur pour le fonctionnement envisagé, 100 V par exemple.

La figure E-25 montre le schéma du montage utilisé pour le relevé des caractéristiques I_p/E_g et I_p/E_p respectivement des tétrodes et

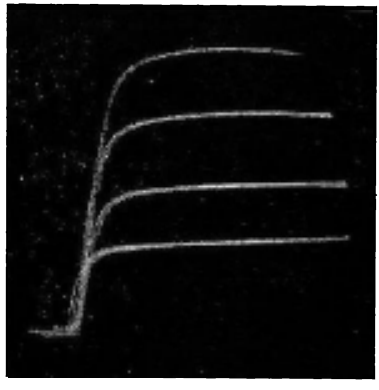


Fig. E-26. — Réseau E_p/I_p d'une pentode 6AU6 pour différentes polarisations.

pentodes. La figure E-26 montre les courbes I_p/E_p caractéristiques d'une pentode 6AU6 pour des tensions grille (de haut en bas) de 0, — 1, — 2 et — 3 V. La tension plaque se composait de $e_p = 110$ V continus et $v_p = 106$ V_{eff}, soit 150 V crête. E_p varie donc entre — 40 et + 260 V, ce qui explique le palier à gauche, au pied de la courbe, utile comme référence zéro. (Le léger décalage des courbes, visible au point de départ, provient d'une dérive de l'amplificateur à courant continu entre les expositions successives.) La tension écran était de 100 V.

E. 4. — Caractéristiques des transistors

La méthode de tracé automatique des caractéristiques des transistors est assez semblable à celle que nous venons d'exposer pour les tubes à vide. L'absence d'un enroulement de chauffage susceptible d'induire du ronflement et la faiblesse des tensions d'alimentation permettant de remplacer des alimentations flottantes par des piles peu coûteuses facilitent de beaucoup le travail. Pour une étude rigoureuse, il faudrait utiliser des sources à courant constant (et non pas à tension constante) ;

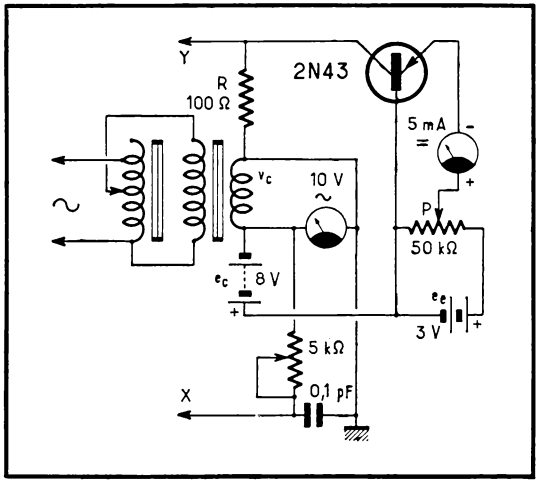


Fig. E-27. — Montage pour le tracé des caractéristiques I_c/E_c des transistors, base commune.

ici, nous nous contenterons de l'approximation obtenue par les générateurs à tension constante que sont les piles.

La faiblesse des tensions utilisées ne doit pas faire perdre de vue que, contrairement à un tube, *le transistor est facilement détruit par une tension mal branchée,* même faible. Il est donc bon de vérifier le montage une fois réalisé, avant de brancher les sources. Nos exemples portent sur des transistors p-n-p ; pour les types n-p-n, on procède exactement de la même façon, en inversant simplement la polarité des deux piles utilisées.

Le transistor possède trois électrodes : un émetteur E, un collecteur C et une base B. Chacune de ces électrodes peut recevoir le signal (entrée) ou le délivrer (sortie), ou encore être commune à l'entrée et à la sortie ; dans ce cas, elle est à la masse, du moins en ce qui concerne le signal. Comme pour chaque électrode il y a une tension et un courant, nous avons donc ici six paramètres (alors qu'il n'y en a que trois pour

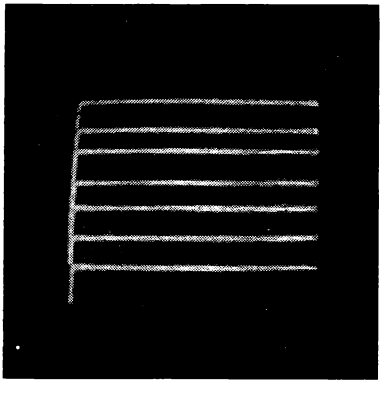


Fig. E-28. — Réseau I_c/E_c d'un transistor 2N43, base commune.

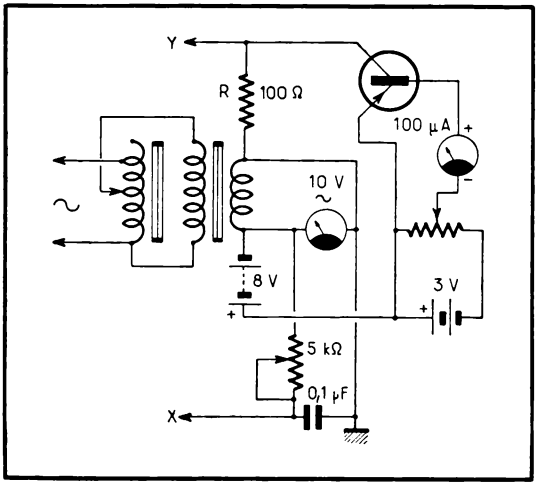


Fig. E-29. — Montage pour le tracé des caractéristiques I_c/E_c des transistors p-n-p, émetteur commun.

une triode). De plus, il faut encore considérer l'impédance d'entrée et la caractéristique de fréquence. Ici, nous n'examinerons que la famille des caractéristiques courant collecteur en fonction de la tension collecteur (I_c/E_c) pour les configurations à base commune et à émetteur commun, le courant de base I_b étant le troisième paramètre.

La figure E-27 montre le montage utilisé pour le relevé de la caractéristique I_c/E_c d'un transistor p-n-p en configuration à base commune. Le collecteur est alimenté par deux sources connectées en série : une batterie e_c de 8 V et un enroulement de transformateur v_c à tension variable. Le courant émetteur est délivré par un potentiomètre P branché sur une pile e_e de 3 V. Sur la résistance R de 100 Ω dans le circuit collecteur, on prélève une tension proportionnelle à I_c reliée à l'amplificateur Y, X étant branché sur v_c par l'intermédiaire d'un élément compensateur de phase.

La figure E-28 montre le réseau I_c/E_c (base commune) d'un transistor 2N43. On note la parfaite linéarité des courbes qui rappellent celles d'une pentode. La tension appliquée au collecteur se compose de $e_c = 8$ V et $v_c = 5{,}6$ V_{eff}, soit environ 8 V crête. La tension collecteur varie donc entre 0 et — 16 V. Les courbes correspondent à des courants émetteur de (de haut en bas) $I_c = 3$, 2,5, 2, 1,5, 1, 0,5 et 0 mA mesurés par le milliampèremètre en série avec l'émetteur.

Une légère modification du montage permet de relever le réseau I_c/E_c en configuration émetteur commun (fig. E-29). Les courbes ainsi obtenues pour le même transistor 2N43 sont montrées sur la figure E-30. Ces courbes ne sont pas aussi également espacées ni aussi parfaitement horizontales que les précédentes. Elles correspondent à des courants base I_b de (de haut en bas) 60, 40, 20 et 0 µA, l'excursion de la tension collecteur étant la même que précédemment.

La mesure de I_c avec un milliampèremètre à courant continu pendant le tracé des caractéristiques n'a aucun sens, car on ne mesurerait que le courant moyen, et non pas le courant de crête susceptible d'endommager le transistor. Il faut donc veiller à ne pas dépasser les valeurs nominales spécifiées par le constructeur.

E. 5. — La courbe d'hystérésis des matériaux magnétiques

Un matériau magnétique est essentiellement caractérisé par sa courbe d'hystérésis qui décrit la variation de l'induction magnétique B (c'est-à-dire de l'aimantation du matériau) en fonction du champ magnétisant H produit par un enroulement parcouru par un courant. Cette courbe présente deux particularités : la saturation et l'hystérésis. En augmentant progressivement le champ magnétisant, on constate que l'induction augmente d'abord rapidement, puis plus lentement et tend vers une limite que même une forte augmentation de H ne permet guère de dépasser. Selon le type de matériau magnétique, cette saturation peut être très progressive ou, au contraire, extrêmement brusque.

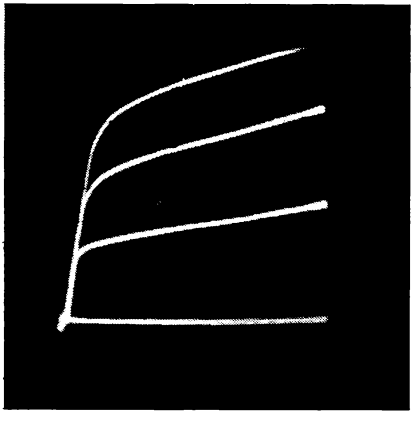


Fig. E-30. — Réseau I_c/E_c d'un transistor 2N43, émetteur commun.

L'hystérésis (ou rémanence magnétique) provient du fait qu'une particule aimantée par un champ magnétique garde une certaine aimantation après la disparition du champ qui l'a produite. (Ce phénomène est particulièrement prononcé dans les aimants permanents.) De ce fait, l'état magnétique du matériau est en quelque sorte constamment en retard sur le champ magnétisant. En utilisant une tension alternative pour produire le champ H qui varie ainsi entre deux valeurs extrêmes $+ H_{max}$ et $- H_{max}$, les tracés correspondant à l'augmentation et à la diminution de H ne se recouvrent plus (comme c'était le cas de toutes les caractéristiques présentées jusqu'ici), et on obtient une courbe fermée dont les deux branches se rejoignent aux points de saturation. La surface enfermée par cette courbe fermée, dite d'hystérésis, mesure l'énergie nécessaire à renverser l'aimantation des particules, autrement dit les

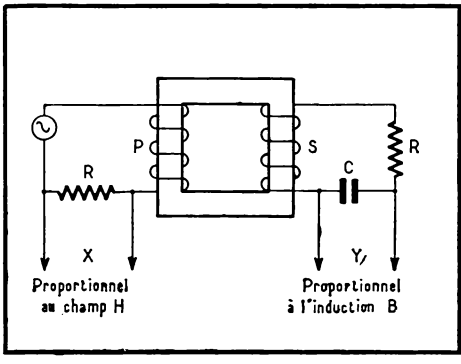


Fig. E-31. — Montage pour le relevé des courbes d'hystérésis.

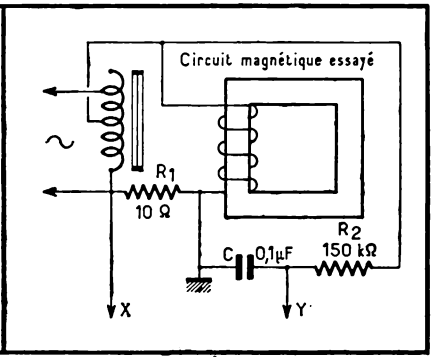


Fig. E-32. — Montage simplifié utilisant un seul enroulement.

pertes magnétiques du matériau. Un matériau à faibles pertes aura donc une courbe d'hystérésis plate.

Pour relever la courbe d'hystérésis d'un circuit magnétique, on le munit d'enroulements primaire P et secondaire S (fig. E-31). Le primaire est alimenté par une tension alternative et, aux bornes d'une résistance série faible, on recueille une tension proportionnelle au courant parcourant cet enroulement, donc au champ H. Cette tension produit la déviation x de l'oscilloscope.

La tension aux bornes du secondaire est proportionnelle à la vitesse de variation du flux magnétique induit dans cet enroulement. Pour obtenir une tension proportionnelle à l'induction B, il faut intégrer cette tension, ce qui est facilement obtenu électriquement au moyen d'une cellule RC. En supposant un couplage extrêmement serré entre P et S, on peut confondre les deux enroulements en un seul, ce qui simplifie le montage et les branchements (fig. E-32). Cette méthode est-elle rigoureuse ? Toujours est-il que nous avons relevé les oscillogrammes qui suivent par cette méthode, et que nous avons trouvé ainsi les mêmes courbes qu'avec la méthode classique à deux enroulements.

Une courbe B/H typique pour une tôle au silicium pour transformateurs est montrée sur la figure E-33. La caractéristique de la figure E-34 correspond à une tôle de moins bonne qualité : l'aire délimitée par la courbe est nettement plus grande, et la saturation est moins prononcée. La courbe intérieure a été obtenue dans les mêmes conditions, mais avec un champ magnétisant réduit. La saturation y est encore moins nette.

La figure E-35 montre la boucle d'hystérésis presque rectangulaire d'un circuit magnétique en Mumétal. On remarque aussi les pertes magnétiques très faibles. Une telle tôle atteint la saturation dans un

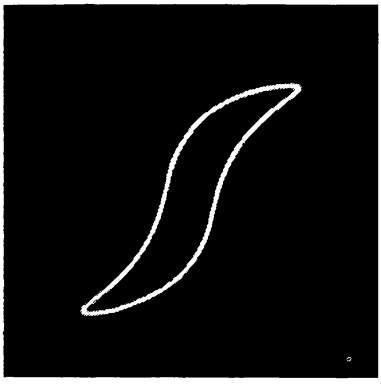


Fig. E-33. — Courbe d'hystérésis d'une tôle au silicium.

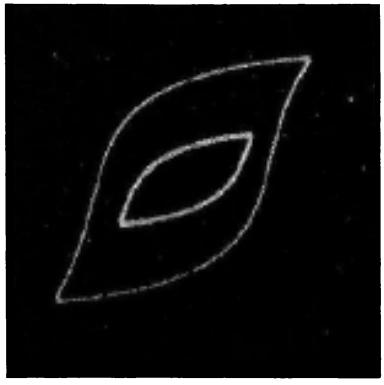


Fig. E-34. — Courbe B/H d'un fer ordinaire pour transformateurs.

sens ou dans l'autre pour un H très faible, et son B reste ensuite pratiquement constant. Cette propriété permet la réalisation de circuits de commutation et de mémoire binaires dans lesquels on fait correspondre aux niveaux positif et négatif de saturation les nombres binaires 0 et 1.

Dans notre montage, la constante de temps était de RC = 0,1 (μF) × 0,15 (MΩ) = 0,015 *s*. Comme la durée de la période de la tension 50 Hz utilisée est de T = $1/f$ = 0,02 *s*, nous avons RC = 0,75 T, ce qui, d'après le paragraphe D-4, est insuffisant pour une bonne intégration. Il aurait fallu RC = 7,5 T, en choisissant C = 1 μF par exemple. En réduisant R à 5 000 Ω, on a RC = 0,25 T. L'intégration est alors insuffisante, et on obtient une courbe torsadée comme celle de la figure E-36 qui ne permet aucune évaluation de la tôle.

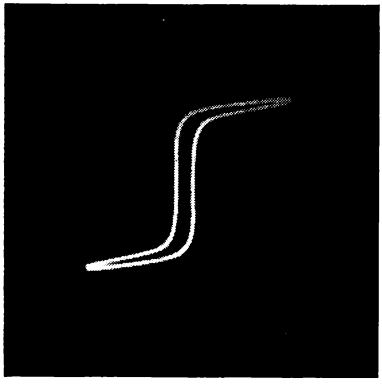


Fig. E-35. — Courbe B/H d'une tôle en Mumétal.

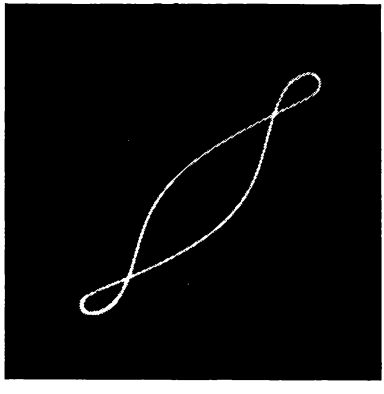


Fig. E-36. — Représentation défectueuse due à une constante de temps insuffisante du circuit intégrateur.

Pour essayer un tore fait en enroulant une bande de *Mumétal*, nous y avons enroulé laborieusement un certain nombre de spires. La tension intégrée étant insuffisante pour l'attaque de l'oscilloscope, nous avons intercalé un petit pré-amplificateur à transistor. Ce montage a provoqué le déphasage clairement visible sur la figure E-37. On y distingue cependant bien la caractéristique typiquement coudée du Mumétal.

E. 6. — Boucle d'hystérésis diélectrique

Certaines céramiques, comme le titanate de baryum par exemple, présentent un phénomène d'hystérésis diélectrique tout à fait analogue à l'hystérésis des matériaux ferromagnétiques ; par analogie, on les appelle ferroélectriques. Ces céramiques présentent une rémanence aux variations, non pas d'aimantation, mais de polarisation électrique, et

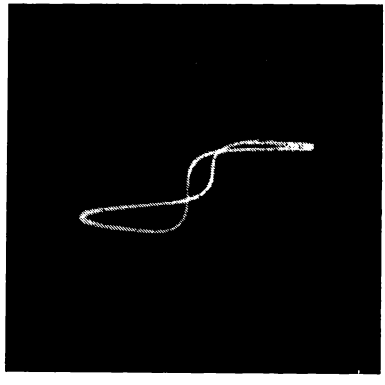


Fig. E-37. — Courbe B/H avec déphasage.

de ce fait des pertes aux fréquences élevées. Ces pertes produisent un échauffement, et comme la capacité des condensateurs ferroélectriques est encore fonction de la température, on voit qu'il y a là matière à pas mal d'études !

Alors que la constante diélectrique des isolants habituels est de l'ordre de 1 à 4, elle est de 2 000 à 6 000 pour ces céramiques ; autrement dit, si l'on pouvait remplacer le papier d'un condensateur au papier de 0,1 µF par une feuille de titanate de baryum de même épaisseur (ce qui est actuellement impossible), on obtiendrait un condensateur de 100 à 200 µF. C'est pourquoi un condensateur de 470 pF (marque *Glennite*) est grand comme une tête d'allumette. Cette « constante » diélectrique n'est cependant pas très constante : si on applique à un tel condensateur de constante diélectrique nominale K = 3 300 une tension de polarisation de 300 V continus, K tombe à 2 000. Dans le cas d'un condensateur de 330 pF, la capacité tomberait dans ces conditions à 200 pF, ce qui constitue une variation très importante.

Pour étudier le comportement d'un condensateur ferroélectrique C_1 de 2 260 pF, nous avons réalisé le montage de la figure E-38. (Pour ne

pas avoir à travailler en haute impédance, nous avons connecté en parallèle un certain nombre de condensateurs Glennite de capacité plus faible.) Avec le condensateur d'équilibrage et l'enroulement à prise médiane du transformateur, ce montage constitue un pont dont on peut modifier l'équilibre en agissant sur le condensateur variable faisant

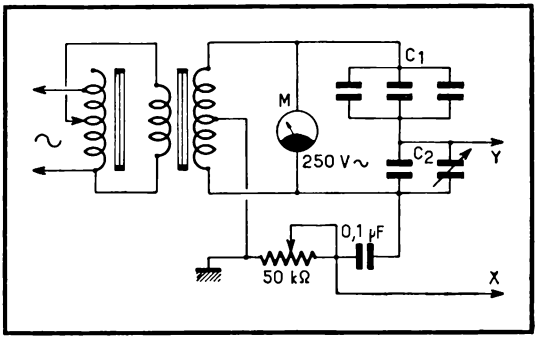


Fig. E-38. — Montage pour tracé des courbes d'hystérésis diélectrique.

partie de C. Ce pont est alimenté par une tension 50 Hz réglable, un côté du secondaire du transformateur est relié à la déviation horizontale au moyen d'un circuit correcteur de phase. Le point commun de C_1 et C_2 est relié à Y.

Avant d'aller plus loin, réfléchissons à l'oscillogramme auquel nous pouvons nous attendre. Si C_1 est un condensateur normal (c'est-à-dire pratiquement invariable), si $C_1 = C_2$ et si les pertes des deux condensateurs sont semblables, le pont est équilibré, et nous verrons une droite horizontale. Si le pont n'est pas en équilibre, on verra une droite inclinée qui s'ouvrira en ellipse si les pertes des condensateurs diffèrent.

(Plaçons ici un conseil. Si vous êtes troublé par l'aspect étrange d'un oscillogramme obtenu avec un composant passif non linéaire, essayez de le remplacer par un autre de valeur approximativement la même, mais constante. Comme dans ces conditions on peut prévoir le comportement du montage, il est plus facile de dépister les erreurs de connexions ou pièces défectueuses éventuelles.)

En branchant le condensateur au titanate de baryum, nous avons équilibré le pont au moyen de C_2 à une faible tension, puis nous avons augmenté cette tension jusqu'à 200 V_{eff}, soit 280 V crête. (Comme les deux condensateurs sont alimentés en série, seulement la moitié de la tension devrait être appliquée à C_1 ; mais en raison des pertes variables du ferroélectrique, la tension réelle sera plus faible.)

L'oscillogramme de la figure E-39 obtenu dans ces conditions révèle deux propriétés particulières du diélectrique. Tout d'abord, les branches de courbe correspondant à une augmentation et à une diminution de la tension appliquée ne se superposent pas ; il y a donc une hystérésis diélectrique, et la surface comprise dans la boucle est une mesure des pertes diélectriques. Ensuite, la pente de la courbe varie, indiquant un déséquilibre du pont croissant avec la tension appliquée, ce qui indique que C_1 varie fortement avec la tension appliquée.

Notons qu'avec des conditions différentes de phase et d'équilibre du pont, on peut obtenir des oscillogrammes très différents du même phénomène. Et comment peut-on équilibrer un pont qui contient un élément aussi variable ?

E. 7. — Résistances non linéaires

Tout comme les inductances et capacités, les résistances peuvent être non linéaires, ce qui signifie que le quotient $E/I = R$ n'est pas constant. Certains composés, par exemple le carbure de silicium, sont sensibles à la tension : la valeur d'une résistance faite avec ce matériau diminue rapidement lorsque la tension appliquée augmente. Ces résistances sont vendues sous le nom de varistances, résistances VDR ou thyrites. On les utilise dans les circuits de régulation et dans la protection contre les surtensions. Ces varistances sont bien des dispositifs semiconducteurs, mais contrairement au germanium et au silicium utilisés dans les diodes et transistors, ils n'ont pas de polarité, et il n'y a donc pas de courants direct et inverse.

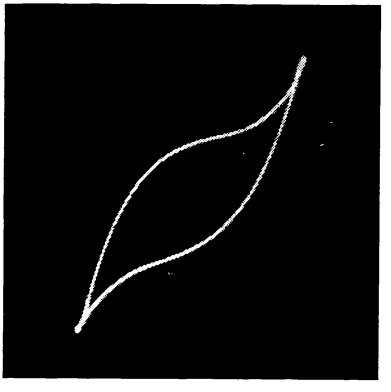


Fig. E-39. — Courbe d'hystérésis d'un condensateur ferroélectrique.

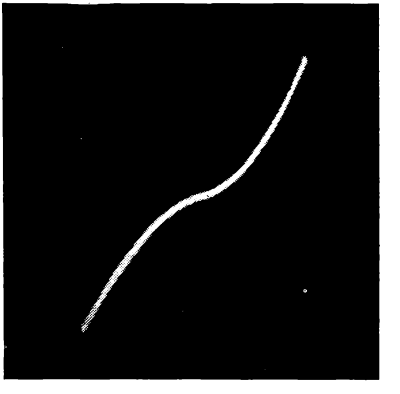


Fig. E-40. — Caractéristique d'une résistance non linéaire.

Nous avons branché la varistance dans le circuit d'essai des diodes (fig. E-3), et nous avons obtenu la caractéristique de la figure E-40 qui montre des deux côtés d'un point d'inflexion au milieu de la courbe (et symétriquement) une augmentation plus rapide du courant avec la tension appliquée, donc une diminution de résistance. (L'élément essayé avait une résistance de 300 Ω sous 6 V, et de seulement 92 Ω sous 12 V.)

Les deux branches parfaitement symétriques de la courbe rappellent la caractéristique directe d'une diode. On peut d'ailleurs constituer une varistance en branchant en parallèle avec des polarités inversées deux diodes ; toutefois, les varistances du commerce sont moins coûteuses.

Les applications des varistances à la régulation des tensions sont évidentes ; aussi attirerons-nous l'attention sur une propriété moins

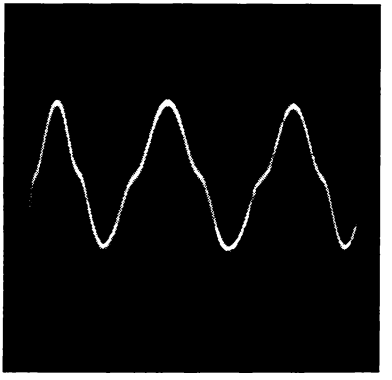


Fig. E-41. — Le courant dans une résistance non linéaire contient un certain taux d'harmonique 3.

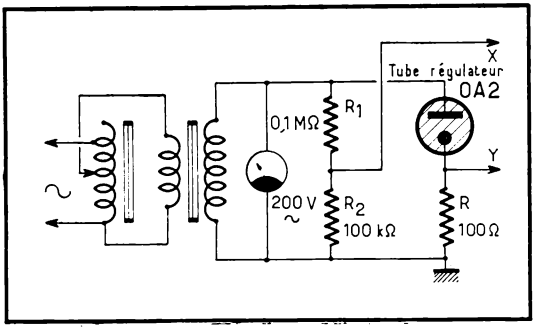


Fig. E-42. — Montage pour le relevé des caractéristiques des tubes régulateurs de tension.

connue que suggère la figure E-41 qui montre la forme du courant traversant la varistance. On y décèle un certain taux d'harmonique 3 (à comparer avec fig. D-11). Au moyen d'un filtre on peut éliminer la fondamentale et recueillir l'harmonique seul, réalisant ainsi un tripleur de fréquence extrêmement simple. Nous ne sommes toutefois pas en mesure d'indiquer la fréquence limite de fonctionnement de ce dispositif simple.

Les thermistances constituent une autre classe de résistances non linéaires, mais variables non pas en fonction de la tension appliquée, mais de la température, soit par le courant qui les traverse, soit par un apport de chaleur extérieur. Le passage d'un courant (continu ou alternatif) fait baisser leur résistance dans des proportions considérables.

Théoriquement, le montage de la figure E-3 permet aussi l'essai des thermistances ; mais, pratiquement, leur constante de temps s'y oppose. Il faudrait un balayage d'au moins 10 *s* pour une petite thermistance du type « perle », et des minutes pour les modèles plus grands. L'oscilloscope à rémanence normale n'est donc pas utilisable pour le tracé des caractéristiques des thermistances.

E. 8. — Tubes au néon et régulateurs de tension

Les tubes diodes à cathode froide à remplissage gazeux, communément appelés tubes au néon, sont encore des dispositifs non linéaires. Le

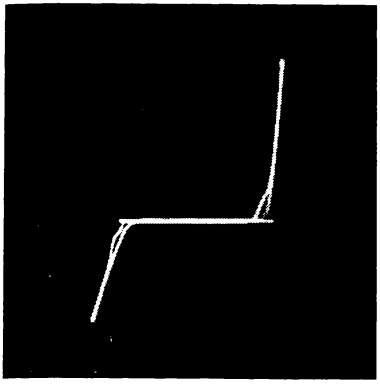


Fig. E-43. — Caractéristique d'un tube régulateur OA2.

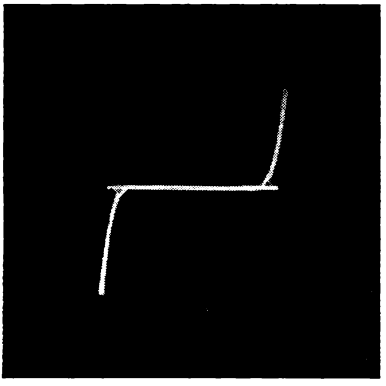


Fig. E-44. — Caractéristique d'un petit tube au néon.

montage d'essai de la figure E-42 est auto-explicatif : la tension aux bornes de la résistance R, proportionnelle au courant qui traverse le tube, est appliquée à l'amplificateur Y. Une partie de la tension totale est prélevée par le diviseur de tension R_1, R_2 et assure la déviation horizontale.

La caractéristique d'un tube régulateur OA2 apparaît sur la figure E-43. La tension appliquée était de 150 V_{eff}, ce qui signifie que le tube était « balayé » entre + 210 et — 210 V. On voit que pendant la majeure partie de la variation de tension, il n'y a pas de déviation verticale, donc pas de courant. Puis le courant, une fois établi, augmente rapidement, la résistance interne du tube tombe à une valeur très faible, et le tube peut être détruit si le circuit ne comporte pas une résistance suffisante pour limiter le courant à une valeur admissible.

On notera que la ligne de base dépasse un peu le coude des deux côtés de la caractéristique ; c'est la tension d'amorçage qui est supérieure à la tension de fonctionnement. A remarquer aussi que les traces montante et descendante peu après l'amorçage ne se superposent pas, indiquant un fonctionnement incertain aux faibles intensités. (Les constructeurs préconisent d'ailleurs un courant minimum tout comme un courant maximum.)

Ce type de régulateur est destiné à fonctionner avec une polarité spécifiée, et ses électrodes ne sont pas semblables, ce qui se voit d'ailleurs à la dissymétrie de la caractéristique. Le point de fonctionnement normal se situe sur la branche droite, dont la pente est plus grande. Par comparaison, la figure E-44 montre la caractéristique d'une lampe témoin miniature au néon, également utilisable pour la stabilisation. Ici, les deux électrodes sont similaires, et la courbe est entièrement symétrique. La tension appliquée était ici de 75 V_{eff}, soit environ 100 V crête.

En observant le courant traversant le tube avec une base de temps (fig. E-45), on trouve une courbe qui ressemble beaucoup à celle d'une diode Zener (fig. E-8) dont l'action est d'ailleurs très semblable. Dans les

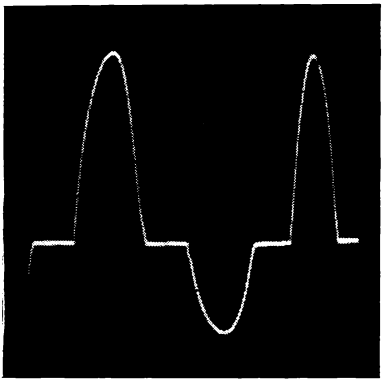


Fig. E-45. — Le courant dans le tube régulateur. On note la suppression de la partie médiane de l'onde.

deux cas, on voit une sinusoïde dont on aurait escamoté la partie centrale, puis rapproché les sommets.

Il faut se garder de conclusions hâtives sur la pente de ces courbes en regardant les oscillogrammes, car les échelles des tensions ne sont pas les mêmes. La longueur de la ligne de base représente le double de la tension de crête appliquée, soit 420 V pour la figure E-43, et 200 V pour E-44, ce qui fait pas mal de volts au millimètre. Dans le cas de la figure E-7, la tension totale n'est que de 28 V. Connaissant ces valeurs, il est facile de déterminer les plages de régulation à la règle graduée.

F

ÉTUDE DES CIRCUITS ÉLECTRONIQUES FONDAMENTAUX

Un tube électronique ou un transistor ne peut accomplir que quatre types fondamentaux de fonctionnement (ou un mélange de ces types) : amplification, oscillation, modulation et détection (ou démodulation). Il faut être familiarisé avec ces notions de base pour pouvoir comprendre les montages de plus en plus complexes. La méthode expérimentale rendue possible grâce à l'oscilloscope permet de bien comprendre le fonctionnement physique de ces circuits élémentaires.

F. 1. — Choix du point de fonctionnement d'un amplificateur

Un amplificateur est un dispositif destiné à reproduire un signal injecté dans ses bornes d'entrée avec une amplitude accrue à ses bornes de sortie. La caractéristique principale d'un amplificateur est donc son gain. Mais le gain en tension n'est pas seul à considérer ; il peut même y avoir affaiblissement en tension, et cependant gain en courant ou puissance (cas du tube à charge cathodique). Il faut donc déterminer d'abord quelle est la grandeur à amplifier.

Mais le gain disponible n'est pas la seule caractéristique à spécifier. On demande à un amplificateur de restituer le plus fidèlement possible le signal à amplifier, autrement dit d'introduire le moins possible de distorsion. Or, la distorsion provient du manque de linéarité de la caractéristique du dispositif amplificateur, tube ou transistor. Pour un signal suffisamment faible, le point de fonctionnement se déplace sur une partie pratiquement linéaire de la caractéristique, et il n'y a généralement pas de distorsion (cas d'un préamplificateur par exemple). En revanche, un signal fort risque de dépasser la région linéaire et produire ainsi de la distorsion (cas d'un étage final). Il faut alors accepter un compromis entre le gain ou la tension ou puissance de sortie et le taux de distorsion.

La figure F-1 montre un montage pour l'étude d'un amplificateur de tension élémentaire. La polarisation fixe de la grille par le potentiomètre P n'est pratiquement jamais utilisée dans les récepteurs et amplificateurs normaux, mais convient particulièrement pour la démonstration.

Le signal est fourni par un générateur B.F. à faible distorsion. Si elle est suffisamment pure, on peut utiliser la tension 50 Hz du secteur ; mais s'il y a distorsion, on ne saurait pas si elle provient de l'amplificateur ou de la source.

Comme la tension amplifiée par le tube est suffisante pour l'attaque du tube en direct, on peut la brancher directement sur l'une des plaques YY'. La hauteur de l'oscillogramme est alors proportionnelle à la tension amplifiée et donne une mesure du gain. Nous avons essayé l'une des sections de la double triode 12AX7.

Avec une polarisation fixe de — 2 V et un signal de 1 V_{eff}, soit 1,4 V crête, on obtient la sinusoïde apparemment pure de la figure F-2 (le manque de linéarité du balayage est dû à la base de temps, et non pas

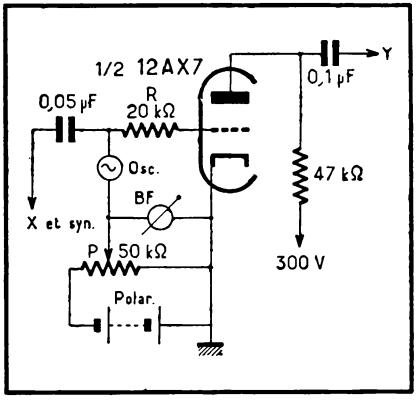


Fig. F-1. — Amplificateur B.F. à polarisation fixe réglable.

à l'amplificateur). En branchant l'amplificateur X sur le générateur, on voit apparaître la droite inclinée de la figure F-3, qui n'est cependant droite qu'approximativement. Aucune caractéristique de tube ou de transistor n'est parfaitement linéaire, et on voit qu'il y a là matière à compromis.

Nous avons donc au choix deux types de présentation : le signal amplifié peut être affiché à l'aide de la base de temps, soit $y = f(t)$, et il peut aussi être comparé à la tension d'entrée, soit $y = f(x)$. Le premier type de présentation est peut-être plus spectaculaire, et en tout cas préférable si le signal n'est pas sinusoïdal, mais rectangulaire par exemple. Le deuxième type permet de déceler même les distorsions très faibles, invisibles sur le premier oscillogramme. D'un autre côté, comme ici c'est la même forme d'onde qui produit les déviations x et y, une distorsion possible du signal ne modifie pas l'allure de la caractéristique affichée, et on peut parfaitement utiliser une source affectée d'harmoniques, comme le secteur, qui nous a déjà permis de tracer les caractéristiques du chapitre précédent.

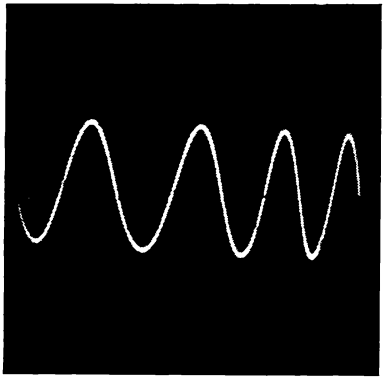


Fig. F-2. — Tension sinusoïdale à la sortie de l'amplificateur.

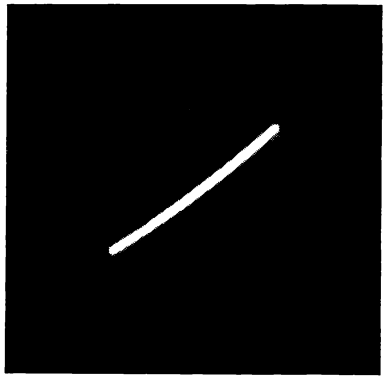


Fig. F-3. — Caractéristique sortie/entrée pratiquement linéaire.

Nous avons ensuite doublé l'amplitude du signal (de 1 à 2 V_{eff}, soit 2,8 V crête), et la figure F-4 montre que l'amplitude de la tension de sortie n'augmente que faiblement. On remarque toutefois que les sommets (en haut comme en bas) sont très arrondis, comme aplatis, ce qui indique un fonctionnement non linéaire. En utilisant la représentation $y = f(x)$, on voit d'ailleurs que la caractéristique présente deux coudes et s'aplatit aux deux extrémités (fig. F-5). (Le dédoublement de la caractéristique est dû à un déphasage et pourrait d'ailleurs être compensé, comme nous l'avons indiqué plus haut.) Le coude inférieur est dû à une tension grille excessive : en additionnant la polarisation et la valeur de crête du signal, on arrive à — 4,8 V, ce qui, pour ce tube, suffit à bloquer le courant plaque (cut-off en anglais). Le coude supérieur provient du courant grille, car la tension grille atteint + 0,8 V. Cet effet peut d'ailleurs ne pas apparaître si la résistance du circuit grille est

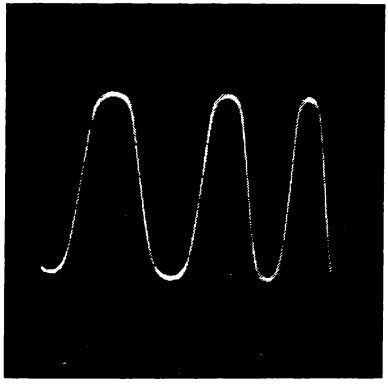


Fig. F-4. — Surcharge : aplatissement des sommets des deux côtés.

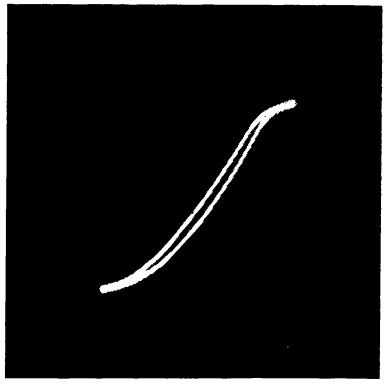


Fig. F-5. — Caractéristique coudée en haut et en bas : surcharge.

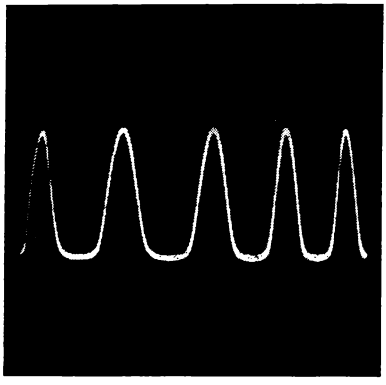


Fig. F-6. — Polarisation excessive : aplatissement des sommets négatifs.

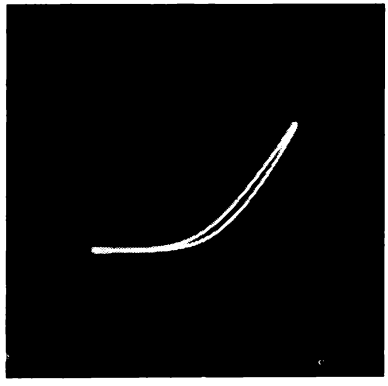


Fig. F-7. — La caractéristique correspondante.

faible, ce qui se produit lorsqu'on connecte la grille directement sur un enroulement de transformateur par exemple. Le courant grille ne disparaît pas pour autant, mais ne peut plus produire de chute de tension modifiant le courant plaque. C'est pour ne pas masquer cet effet et simuler l'attaque par un étage préamplificateur à impédance moyenne que nous avons mis en série avec la grille une résistance R de 20 kΩ.

Cette condition de fonctionnement est typique pour un amplificateur surchargé dont le point de fonctionnement a été correctement choisi : les coudes sont à peu près symétriques par rapport au centre de la courbe. Un mauvais choix du point de fonctionnement fait apparaître un seul coude (si le signal n'est pas d'amplitude exagérée). Ainsi, avec une polarisation excessive (— 4 V) et un signal de 2 V_{eff}, nous avons obtenu les oscillogrammes des figures F-6 et F-7 montrant bien la coupure du courant plaque (en bas), sans que le haut de la courbe soit détérioré. Avec une polarisation insuffisante (— 1 V) et un signal de 1 V_{eff}, soit 1,4 V crête, il y a courant grille (en haut), le reste de la courbe étant normal (fig. F-8 et F-9). L'arrondissement des sommets de courbe et l'aplatissement de la caractéristique indiquent clairement cette condition.

Que l'on utilise l'une ou l'autre de ces deux méthodes, il importe de bien s'assurer d'abord que les sens de déviation sont corrects et qu'un courant grille, par exemple, se manifeste par un coude en haut, et non en bas de l'oscillogramme. Il suffit dans ce cas d'inverser les connexions des plaques YY' ou, si l'attaque est directe, comme c'est le cas ici, de brancher le signal amplifié sur l'autre plaque de la paire YY'. De même, un croisement des connexions aux plaques XX' peut être nécessaire si les côtés de l'oscillogramme sont inversés. Travailler avec une image inversée horizontalement ou verticalement, sinon les deux, constitue une gymnastique mentale tout à fait inutile.

Avec une polarisation automatique par résistance dans la cathode, montage habituellement utilisé (fig. F-10), on obtient des résultats sem-

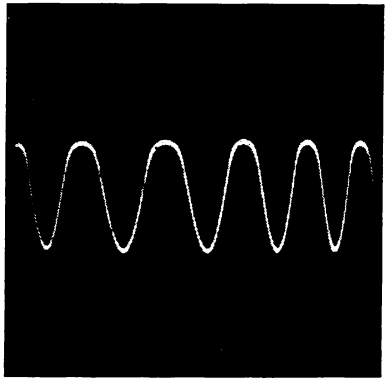


Fig. F-8. — Sommets supérieurs arrondis : polarisation insuffisante.

Fig. F-9. — La caractéristique correspondante.

blables. Avec une résistance cathode $R_c = 1500\ \Omega$ (polarisation mesurée avec un voltmètre $V_c = 1{,}1$ V) et un signal de 2 V_{eff}, la caractéristique infléchie aux extrémités (fig. F-11) indique de la surcharge, mais un choix correct du point de fonctionnement. En réduisant le signal à 1 V_{eff}, la caractéristique devient linéaire, avec une légère réduction d'amplitude (fig. F-12). On voit donc que cette méthode est extrêmement commode pour la mise au point d'un étage amplificateur, en particulier lorsque les caractéristiques du tube (ou du transistor) sont inconnues.

Le débranchement du condensateur de découplage cathode C introduit une contre-réaction qui réduit le gain, mais redresse la caractéristique dont la partie linéaire utilisable devient plus étendue. Ainsi, la caractéristique bien droite de la figure F-13 correspond à une polarisation de $V_c = 1{,}6$ V ($R_c = 2000\ \Omega$) et à un signal de 2 V_{eff}. On ne voit aucune trace de courant grille. Il a fallu pousser l'amplitude du signal à 5 V_{eff} avec

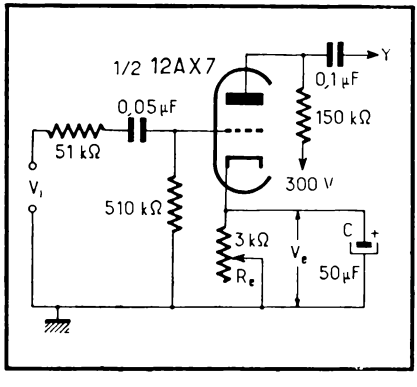


Fig. F-10. — Amplificateur à polarisation automatique variable.

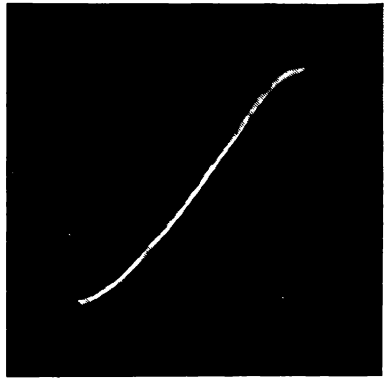


Fig. F-11. — Début de surcharge.

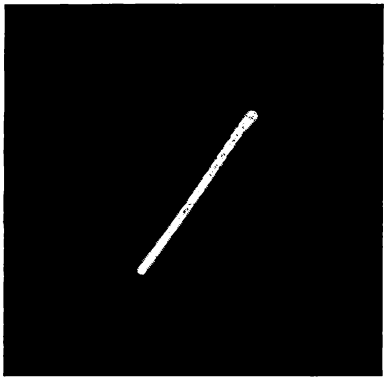


Fig. F-12. — Fonctionnement linéaire à amplitude réduite.

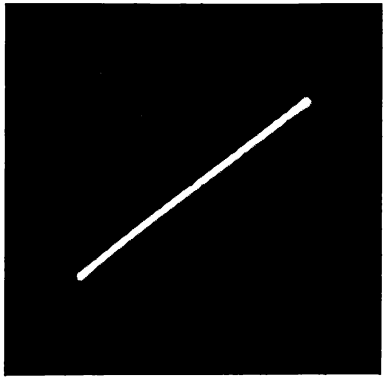


Fig. F-13. — Linéarisation par enlèvement du découplage cathode.

une polarisation $V_c = 1{,}8$ V ($R_c = 3000\ \Omega$) pour que la caractéristique accuse une surcharge, d'ailleurs limitée aux seules extrémités (fig. F-14). C'est là une bonne démonstration pratique du fait bien connu que l'absence d'un découplage cathode augmente l'admission du tube et lui permet de mieux « encaisser » une surcharge. Il faut toutefois pouvoir accepter le gain plus faible qui en résulte.

F. 2. — Point de fonctionnement d'un amplificateur à transistor

On procède de la même manière pour régler le point de fonctionnement d'un amplificateur à transistor, en prenant soin toutefois de ne pas endommager le transistor par un signal excessif, une tension d'alimentation trop grande ou une inversion de polarité.

Dans le simple amplificateur à transistor à émetteur commun de la figure F-15, la résistance collecteur R_c étant choisie d'avance et l'émetteur étant à la masse pour commencer ($R_c = 0$), il ne reste que la résistance de base R_b à ajuster. Un diviseur de tension à l'entrée réduit le signal dans le rapport 100 : 1, tout en procurant une tension suffisante pour l'attaque de l'amplificateur X.

La figure F-16 montre trois courbes A, B et C correspondant à différents réglages de R_b. Grâce à un amplificateur Y à courant continu et une liaison directe avec le collecteur, la composante continue est préservée et se manifeste par la hauteur relative de la courbe. Le branchement était tel qu'une tension négative produisait une déviation vers le haut. Le signal était de 5 mV dans les trois cas.

La courbe B est approximativement droite, et sa hauteur indique qu'elle correspond au gain le plus élevé. Au millivoltmètre à courant alternatif, nous avons mesuré une tension de sortie de 270 mV_{eff} ; le

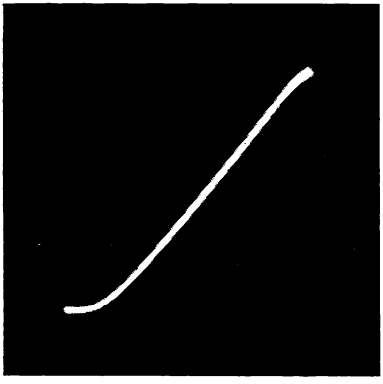


Fig. F-14. — Fonctionnement en forte surcharge.

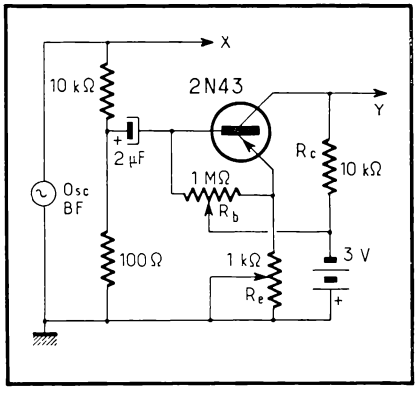


Fig. F-15. — Amplificateur expérimental à transistor. L'extrémité droite de R_b est libre.

gain ressort donc à $270/5 = 54$. (Après un étalonnage direct de l'écran, on peut lire la tension de sortie sans faire appel à un voltmètre.) La tension sinusoïdale correctement amplifiée est montrée sur la figure F-17. Ce réglage correspond à $R_b = 0{,}55$ MΩ.

La courbe A de la figure F-16 correspond à $R_b = 0{,}8$ MΩ et indique une certaine courbure et une réduction du gain. La forme de la tension amplifiée apparaît en A sur la figure F-18. (Pour ces oscillogrammes, le gain de l'oscilloscope n'a pas été modifié, et les déviations sont donc bien proportionnelles aux amplitudes.) Avec une résistance de base insuffisante ($R_b = 0{,}4$ MΩ), on obtient la caractéristique et la forme d'onde libellées C sur les figures F-16 et F-18. Le coude et le rabotage sont ici bien plus prononcés. Le gain mesuré est de 42 pour A et de 40 pour C.

Ce simple circuit n'a qu'une faible stabilité en raison de la sensibilité du transistor aux variations de température, phénomène qui n'existe

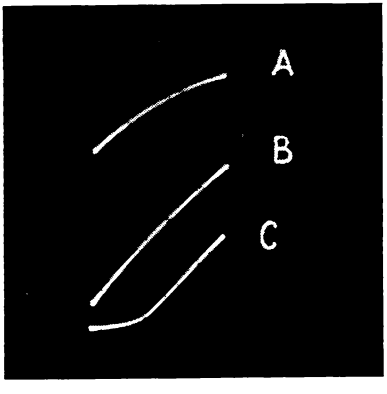


Fig. F-16. — Caractéristiques pour différentes valeurs de la résistance de base. La composante continue est préservée.

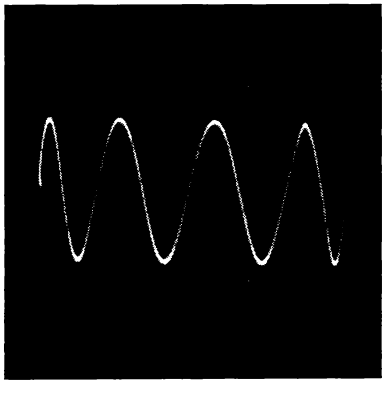


Fig. F-17. — Forme d'onde avec $R_b = 0{,}55$ MΩ.

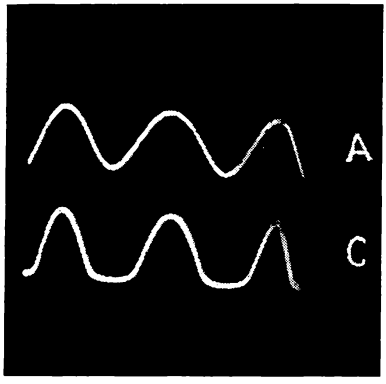


Fig. F-18. — Formes d'onde correspondant à A et C de F-16.

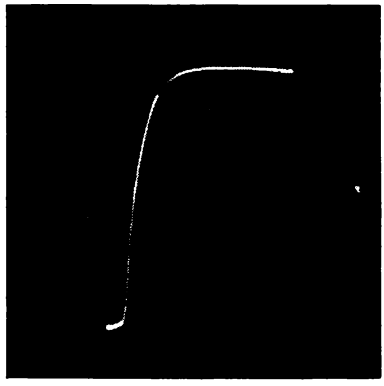


Fig. F-19. — Caractéristique d'un amplificateur à transistor surchargé.

pas dans les tubes. Si on l'utilise quand même, il est bon de donner à R_b une valeur plutôt plus forte que plus faible que la valeur optimale ; on aurait ainsi moins de distorsion et un courant collecteur plus faible, donc une consommation moindre.

Un amplificateur à transistor peut naturellement être surchargé, tout comme un amplificateur à tube. Avec un signal de 100 mV et $R_b = 0{,}55$ MΩ, nous avons obtenu la caractéristique et la forme d'onde des figures F-19 et F-20. En ajustant soigneusement le point de fonctionnement, on pourrait obtenir une onde rectangulaire symétrique ; mais d'autres montages sont alors préférables (voir § D-3).

On peut réduire la dépendance de la température de l'amplificateur à transistor en montant une résistance R_e en série avec l'émetteur. En découplant cette résistance par un condensateur de capacité suffisante, on limite la contre-réaction ainsi obtenue au seul courant continu.

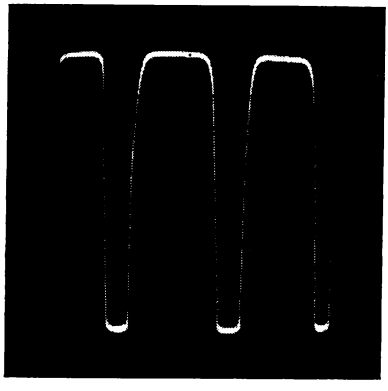


Fig. F-20. — La forme d'onde correspondante.

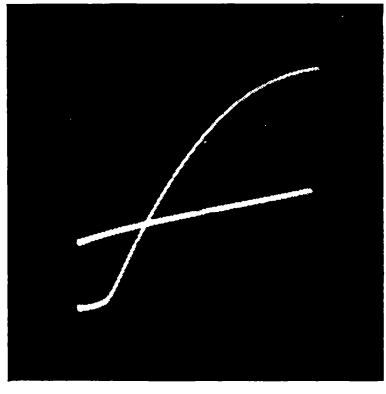


Fig. F-21. — Caractéristique en présence (A) et en l'absence (B) du condensateur de découplage d'émetteur.

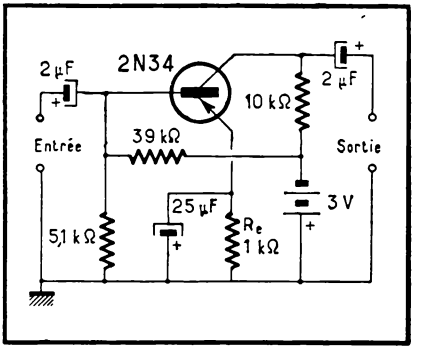


Fig. F-22. — Base stabilisée par diviseur de tension.

L'absence de ce condensateur améliore la linéarité et diminue le gain, tout comme le condensateur de découplage cathode d'un tube à vide. Cet effet est mis en évidence par la courbe A de la figure F-21 où la résistance R_e de 1000 Ω était découplée par un condensateur de 25 µF. Avec un signal de 18 mV_{eff}, le gain était de 39, avec toutefois une mauvaise linéarité. En débranchant ce condensateur, la linéarité devient bonne, mais le gain se réduit à 7,8 (courbe B). On sait qu'il est possible de relever la courbe de réponse de l'amplificateur aux fréquences élevées en découplant R_e (ou R_c dans le cas d'un tube) par un condensateur de faible capacité judicieusement choisie pour qu'il y ait contre-réaction partout sauf à ces fréquences élevées.

On stabilise encore davantage le gain contre les variations thermiques en alimentant la base au moyen d'un diviseur de tension. Le montage de la figure F-22 a été ajusté expérimentalement pour un fonctionnement optimum par les méthodes décrites ; son gain est de 43.

F. 3. — Mesure du gain d'un amplificateur

Pour déterminer le gain d'un amplificateur, on peut mesurer à l'aide de deux voltmètres amplificateurs les tensions d'entrée V_e et de sortie V_s ;

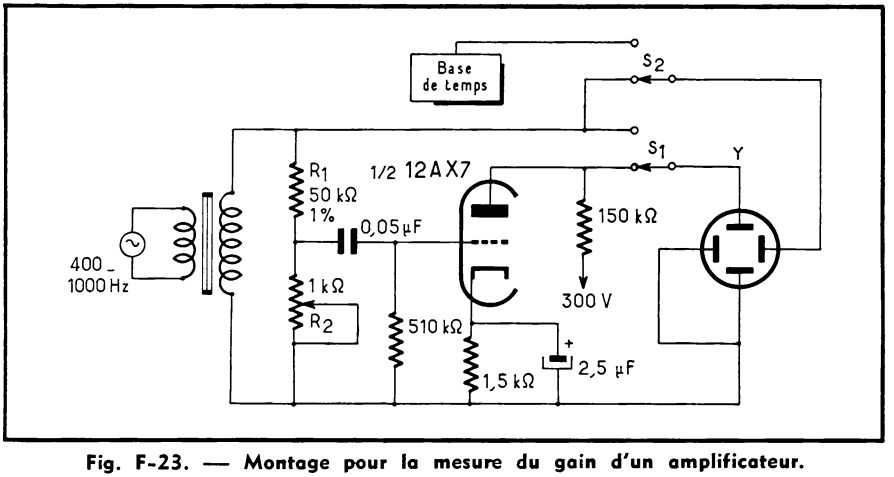


Fig. F-23. — Montage pour la mesure du gain d'un amplificateur.

le gain est alors $G = V_s/V_e$. On peut aussi n'utiliser qu'un seul voltmètre dont on commute simultanément le point de branchement et la sensibilité. Cette méthode introduit toutefois des erreurs dues à l'étalonnage de l'atténuateur et de la graduation des échelles. On peut les éviter en uti-

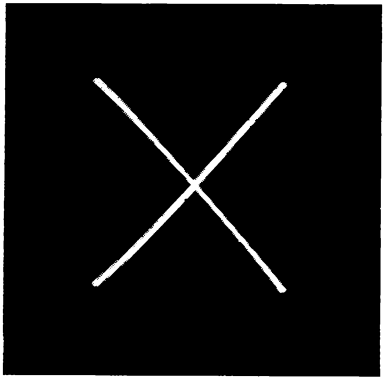


Fig. F-24. — Caractéristiques d'entrée et de sortie superposées. Les tensions sont en opposition de phase.

lisant un atténuateur étalonné à l'entrée, réglé pour introduire un affaiblissement égal au gain de l'amplificateur. Dans ces conditions, le voltmètre ne sert qu'à ajuster deux amplitudes à égalité. De ce fait, il ne peut introduire d'erreur, et n'a même pas besoin d'être étalonné.

Ce même principe peut être appliqué en remplaçant le voltmètre par l'oscilloscope comme indicateur d'amplitude, avec l'avantage de pouvoir ainsi contrôler simultanément la linéarité. Dans le montage de la figure F-23, nous travaillons à grande amplitude, ce qui permet l'attaque directe d'une plaque Y. (On peut naturellement se brancher sur les bornes d'entrée et atténuer le signal.) Le commutateur S_1 permet de brancher Y soit sur la plaque du tube amplificateur, soit sur le transformateur délivrant le signal de grande amplitude (une centaine de volts). Ce signal est affaibli par un diviseur de tension étalonné dans le rapport du gain du tube. On aura donc la même déviation verticale pour les deux positions de S_1 lorsque le gain G égale l'affaiblissement introduit par R_1, R_2. Dans ces conditions, on aura $G = (R_1 + R_2)/R_2$.

Pratiquement, nous avons pris pour R_1 une résistance de 50 kΩ étalonnée à 1 %, et pour R_2 une boîte à décades. A défaut d'une telle décade, on peut prendre un potentiomètre dont on mesure la valeur au pont après ajustage des déviations à égalité. Comme le gain des amplificateurs B.F. tombe aux alentours de 50 Hz, il est préférable de travailler à 400 ou 1000 Hz, le gain nominal étant généralement référé à ces fréquences. Le commutateur S_2 permet de relier l'amplificateur X soit à la base de temps pour voir la forme de l'onde, soit au transformateur pour l'affichage de la caractéristique $y = f(x)$.

La figure F-24 montre (par double exposition) les caractéristiques d'entrée et de sortie de l'amplificateur. La droite allant d'en bas à gauche en haut à droite est la caractéristique de sortie de l'amplificateur, l'autre est la tension d'entrée. Du fait du déphasage de 180° introduit par l'amplificateur, ces droites se croisent. (S'il y avait deux étages à

inversion de phase, elles se superposeraient.) Nous avons réglé les deux déviations à égalité, ce qui est obtenu plus facilement en supprimant la déviation horizontale pour avoir des traits verticaux, plus facilement comparables. Dans notre cas, nous avions $R_1 = 50$ kΩ et $R_2 = 900$ Ω, d'où $G = 50\ 900/900 = 57$.

Ce même montage permet de faire un certain nombre d'autres mesures sur l'amplificateur. La saturation provoque, on le sait, une distorsion uni- ou bilatérale qui est déjà mise en évidence par un aplatissement de la caractéristique. De plus, elle réduit le gain, ce qui, sur notre oscillogramme des droites croisées, signifie que la tension de sortie croît moins vite que le signal. Les déphasages sont facilement mis en évidence par l'ouverture de la droite en ellipse, et la droite correspondant au signal sert alors de contrôle pour montrer que le déphasage est bien produit dans l'amplificateur. Enfin, en répétant ces mesures aux fréquences limites de la gamme, on détermine la courbe de réponse de l'amplificateur. C'est dire que ce montage simple permet de tirer de nombreux renseignements sur le comportement de l'amplificateur essayé.

F. 4. — Le mécanisme de l'oscillation

Comme la figure F-24 le montre bien, un amplificateur à un seul étage produit une inversion de phase. Autrement dit, si nous injectons

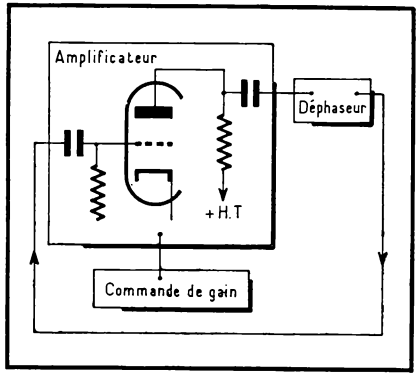


Fig. F-25. — L'amplificateur bouclé sur lui-même avec un circuit déphaseur devient un oscillateur.

dans la grille une impulsion positive, nous recueillons une impulsion négative sur la plaque. Si nous renvoyons par un couplage de l'énergie de la plaque sur la grille, cette énergie s'opposera donc au signal sur la grille et l'affaiblira. C'est de la contre-réaction ; nous aurons à nous en occuper aux paragraphes G-2 et suivants.

Supposons maintenant que ce couplage plaque-grille (qu'on appelle boucle de réaction ou de contre-réaction, selon le cas) contienne un circuit (spécifié par la suite) qui introduit une rotation de phase de 180° (fig. F-25). La tension renvoyée de la sortie sur l'entrée est alors en phase avec le signal et le renforce. Le signal ainsi « gonflé » sera amplifié et donnera lieu à une tension réinjectée encore plus grande qui, à son tour,

augmentera encore l'amplitude de la tension disponible à la sortie. Quelque chose limitera cependant (d'ailleurs assez rapidement) l'amplitude de l'onde : les coudes de la caractéristique qui conduisent à la saturation de l'amplificateur. Cette saturation entraîne naturellement une forte distorsion, et il faut prévoir une commande de gain quelconque pour limiter le fonctionnement à la partie linéaire de la caractéristique et obtenir ainsi une oscillation exempte de distorsion, donc sinusoïdale.

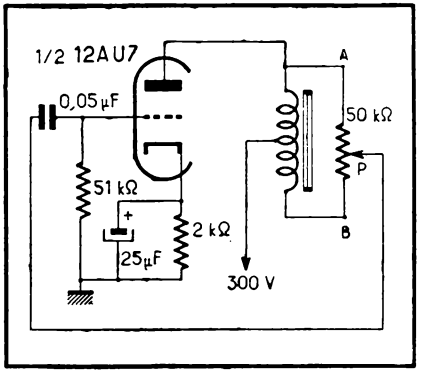


Fig. F-26. — Montage permettant la réaction à polarité et amplitude variables.

Pour vérifier ce principe physique, nous avons réalisé le montage de la figure F-26 où le circuit plaque d'une triode comporte une inductance à prise médiane. Par rapport à cette prise qui est au potentiel zéro en alternatif, les points A et B sont en opposition de phase, et un potentiomètre P branché en A et B permet de renvoyer sur la grille une fraction dosable et de polarité réversible. Au point milieu électrique de P, la tension est nulle. Elle croît de part et d'autre de ce point. Il y a contre-réaction en allant vers A, et réaction en s'approchant de B. L'oscillation n'est donc possible qu'entre le point milieu et B ; l'autre partie ne peut servir qu'à étudier la contre-réaction.

On peut voir avec ce montage que le dosage de la réaction modifie considérablement la forme d'onde de l'oscillation produite. Près du

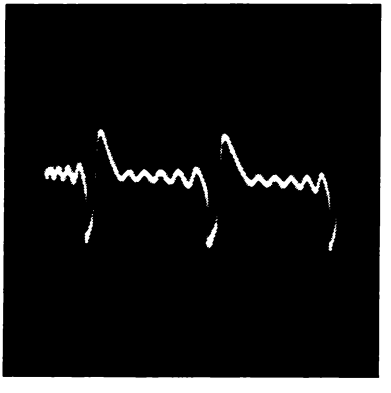


Fig. F-27. — L'oscillation obtenue avec une faible réaction.

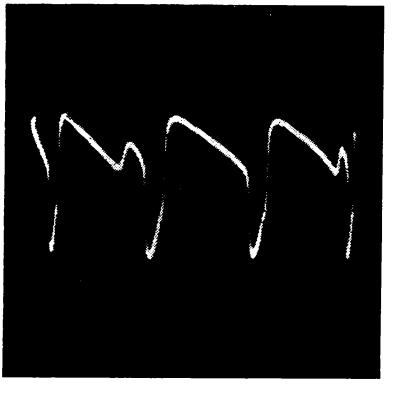


Fig. F-28. — L'augmentation de la réaction renforce les impulsions.

point milieu du potentiomètre nous avons pu obtenir une onde sinusoïdale de faible amplitude, mais en raison de l'absence d'une quelconque commande automatique de gain, le réglage est délicat et instable. En poussant un peu plus loin, on voit des impulsions apparaître au milieu de la sinusoïde (fig. F-27). En allant encore plus loin, la sinusoïde disparaît de plus en plus (fig. F-28) pour ne plus laisser subsister que des impulsions vigoureuses (fig. F-29). Nous sommes ainsi passés progressivement de l'oscillateur sinusoïdal à l'oscillateur « blocking ».

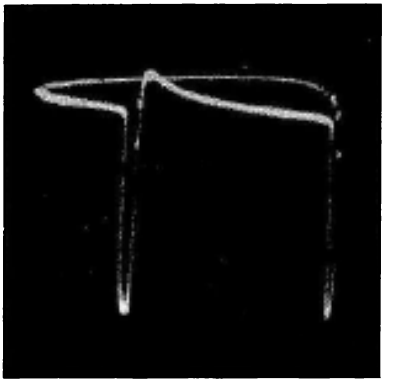


Fig. F-29. — Forte réaction, fonctionnement en « blocking ».

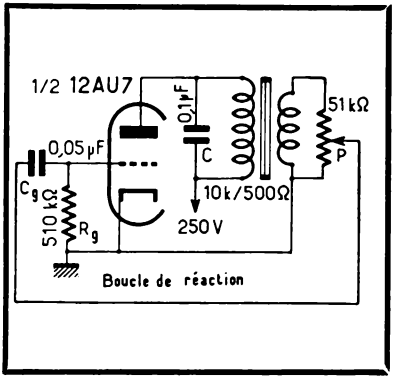


Fig. F-30. — Oscillateur expérimental plus facile à ajuster.

La difficulté d'obtenir avec ce montage une oscillation sinusoïdale stable provient en partie de la présence d'une tension de réaction trop forte. Pour qu'il y ait une oscillation tout juste entretenue, il faut que la perte introduite par la boucle de réaction soit inférieure de peu au gain de l'amplification ; avec une réaction trop forte, le tube est saturé.

Le montage de la figure F-30 utilise un transformateur abaisseur de tension shunté par un potentiomètre pour faciliter le dosage de la réaction. Le primaire du transformateur est accordé par un condensateur C, et le circuit oscillant LC détermine la fréquence d'oscillation. (En l'absence de C, L serait accordée par sa capacité répartie, et le montage oscillerait sur une fréquence plus élevée.)

Avec ce montage, nous avons obtenu par double exposition les deux oscillogrammes de la figure F-31 correspondant à deux réglages différents du potentiomètre de réaction P. L'onde à grande amplitude présente une certaine distorsion d'harmonique pair (dissymétrie), l'onde à amplitude réduite est apparemment pure.

L'oscillation de ce montage est beaucoup plus facile à régler que précédemment à cause d'un effet régulateur automatique de gain. En effet, la cathode est ici mise à la masse, et au départ, le tube fonctionne sans polarisation, avec sa plus grande pente, ce qui assure une entrée en oscillation facile. L'oscillation une fois démarrée, l'ensemble grille-cathode se comporte comme une diode qui détecte le signal sur la grille

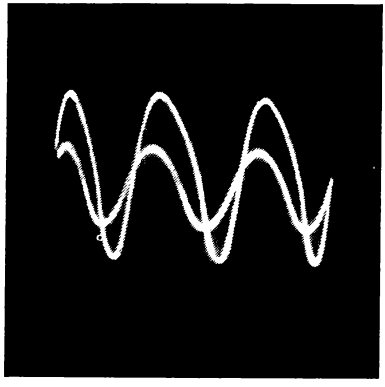


Fig. F-31. — Formes d'ondes pour deux réglages différents du potentiomètre de réaction P.

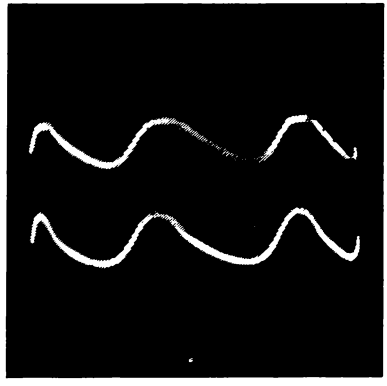


Fig. F-32. — Onde écrêtée sur la grille (en haut), mais non pas sur le transformateur (en bas).

et développe aux bornes de la résistance de fuite R_g une tension de polarisation proportionnelle à l'amplitude du signal. Cette polarisation réduit le gain du tube et tend à réduire l'oscillation. Il s'ensuit un effet stabilisateur de l'amplitude de l'oscillation, à condition que la constante de temps de R_gC_g soit judicieusement choisie.

On peut voir cet effet détecteur de la grille sur la figure F-32 où on voit, en haut, la tension sur la grille, rabotée au sommet. L'onde en bas, relevée sur le secondaire du transformateur, ne présente pas cet écrêtage, qui est donc bien le fait de la grille. On notera que ces deux formes d'ondes ne sont pas très sinusoïdales ; cependant, l'onde relevée aux bornes du circuit accordé LC qui joue le rôle de filtre est raisonnablement pure. Dans un oscillateur, il convient donc de bien choisir le point de prélèvement pour obtenir une tension sinusoïdale, pour la modulation d'un générateur H.F. par exemple.

On peut réduire un peu la distorsion de l'oscillation par détection grille en introduisant dans la cathode une résistance R_c non découplée. Sur la figure F-33, on voit en haut la forme d'onde obtenue avec la cathode à la masse, et en bas avec $R_c = 1000\ \Omega$. Des valeurs plus élevées de R_c réduisent fortement la tension de sortie.

F. 5. — La constante de temps de la liaison grille

Lorsque la constante de temps R_gC_g de la liaison grille est trop grande, les premiers cycles de l'oscillation détectés par la grille produisent une tension de polarisation si grande que le courant plaque tombe à zéro et l'oscillation s'étouffe rapidement. Après un temps fonction du produit R_gC_g, la charge négative de la grille s'est écoulée, et une nouvelle oscillation s'amorce, aussitôt interrompue. C'est le fonctionnement typique de l'oscillateur à oscillation périodiquement bloquée, dit blocking.

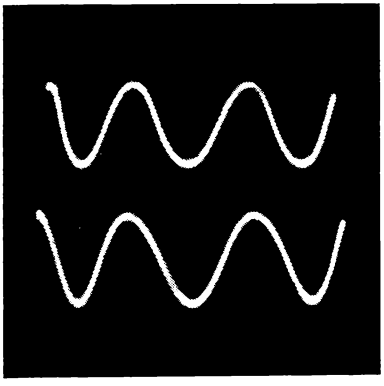


Fig. F-33. — Amélioration de la forme d'onde par contre-réaction.

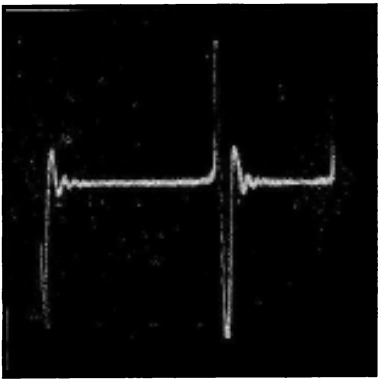


Fig. F-34. — Oscillation blocking due à une grande résistance dans la grille.

En remplaçant sur le schéma de la figure F-30 la résistance fixe R_g de 50 kΩ par une résistance variable de 5 MΩ, nous avons l'oscillogramme typique d'un oscillateur blocking de la figure F-34. On se sert de ce montage (notamment en télévision) pour produire des impulsions qui seront d'autant plus étroites que la fréquence de l'oscillation étouffée sera plus grande. Avec une diode, on peut évidemment couper la partie positive ou négative de cette impulsion.

En réduisant trop fortement le produit R_gC_g, l'effet de stabilisation automatique d'amplitude disparaît, et la tension de réaction peut être insuffisante pour entretenir l'oscillation. Les valeurs pratiquement utilisées pour R_g vont de 20 à 100 kΩ.

On peut tracer la caractéristique d'un oscillateur en reliant Y à la plaque et X à la grille du tube oscillateur. La caractéristique de la figure F-35 correspond à la forme d'onde de la figure F-34. La tache claire de forme ovale est en réalité une spirale aplatie qui correspond à l'étouffement de l'oscillation. La grande ellipse représente la seule oscillation à grande amplitude du cycle. (Nous avons dû surexposer pour la faire appa-

Fig. F-35. — Caractéristique E_p/E_g d'un oscillateur blocking.

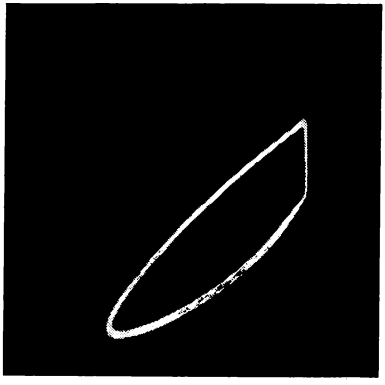


Fig. F-36. — Caractéristique d'un oscillateur sinusoïdal. Ecrêtage par la grille.

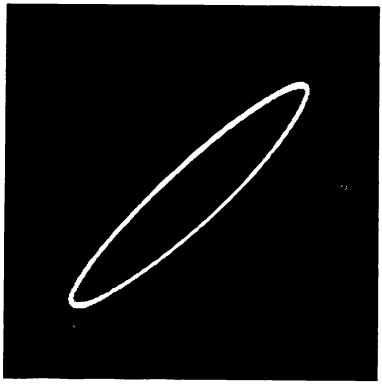


Fig. F-37. — Elimination de l'écrêtage par une polarisation cathode.

raître ; c'est pourquoi les détails de la spirale aplatie ne sont pas visibles.) L'extrémité de l'ellipse nettement coupée à la verticale est due au courant grille : tandis que la tension sur la plaque poursuit sa variation, la tension sur la grille (appliquée, rappelons-le, à X) n'augmente plus.

En réduisant R_g à 100 kΩ, on arrive à une oscillation sinusoïdale normale caractérisée par une ellipse exempte de l'accident de la spirale aplatie (fig. F-36). Le bout coupé subsiste cependant toujours, car la détection par la grille n'est pas éliminée. Par l'introduction d'une résistance R_c de 1000 Ω, on produit toutefois une prépolarisation suffisante pour éviter une détection sensible, tout au moins aux faibles amplitudes (fig. F-37).

F. 6. — Oscillateurs à deux tubes

Comme un étage amplificateur produit un déphasage de 180°, deux étages en cascade déphaseront de 360, ou 0°. Il n'est alors plus besoin de créer un déphasage dans la boucle de réaction, un simple couplage entre l'entrée et la sortie suffit pour engendrer une oscillation. C'est le principe du multivibrateur que nous examinerons au paragraphe F-11. Pour le moment, c'est la production d'ondes sinusoïdales qui nous intéresse.

On pourrait évidemment utiliser un amplificateur classique à deux étages à liaison par résistance et capacité. Le montage de la figure F-38 est plus commode à utiliser et, ce qui ne gâte rien, emploie moins de pièces. Nous avons à gauche un étage amplificateur à charge cathodique (cathode follower) et à droite un étage à grille à la masse, les deux étant couplés par une résistance cathode commune R_c. La boucle de réaction va de la plaque du tube de sortie à la grille du tube d'entrée. Elle contient le circuit oscillant LC déterminant la fréquence de l'oscillation. Grâce au potentiomètre P dans la plaque, la réaction devient dosable. A sa fréquence de résonance, le circuit oscillant LC présente une impédance parallèle très élevée (elle serait infinie s'il n'y avait pas de pertes) et n'affaiblit donc pratiquement pas la tension de réaction. Cette impédance,

donc la tension de réaction transmise, sera beaucoup plus faible aux autres fréquences. A condition que le reste du circuit n'introduise pas d'autre déphasage, la fréquence d'oscillation est donc donnée par la formule bien connue $f = 1/2\ \pi \sqrt{LC}$.

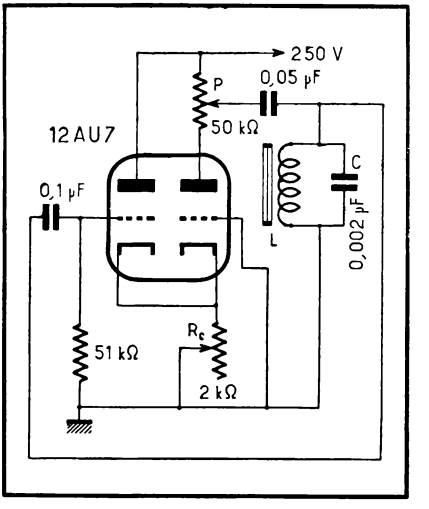


Fig. F-38. — Oscillateur à double triode à couplage cathodique.

La figure F-39 montre les formes d'ondes obtenues pour différents réglages de P. L'onde distordue en haut correspond à une réaction excessive, le curseur de P étant du côté de la plaque. En le déplaçant vers le + H.T., l'amplitude croît et passe par un maximum (oscillogramme central), en conservant toutefois une importante distorsion due à l'harmonique 2. En allant encore plus loin, l'amplitude diminue à nouveau, mais l'onde devient pure (oscillogramme inférieur).

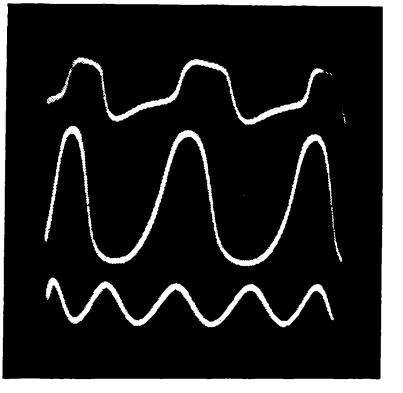


Fig. F-39. — Formes d'onde obtenues pour différents réglages de P.

Ce montage est extrêmement commode puisqu'il permet d'improviser un oscillateur utilisant n'importe quel bobinage à deux bornes. On pourrait d'ailleurs monter LC dans la plaque à la place de P et rechercher le fonctionnement optimum à l'aide de R_c. A noter cependant l'absence de stabilisation d'amplitude.

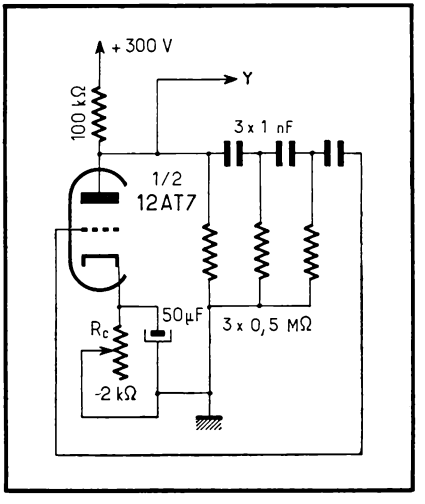


Fig. F-40. — Oscillateur à déphasage, 3 cellules.

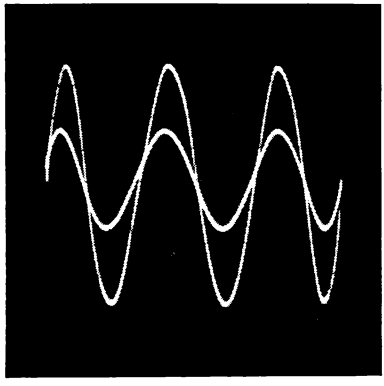


Fig. F-41. — Formes d'onde obtenues avec et sans condensateur de découplage cathode.

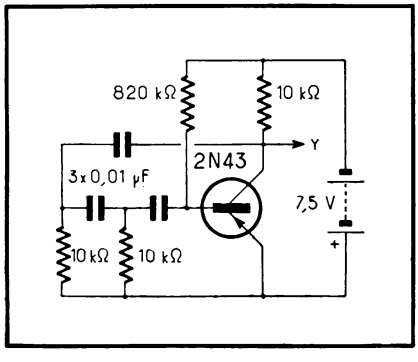


Fig. F-42. — Oscillateur à déphasage à transistor.

F. 7. — Oscillateurs à déphasage

Revenons au schéma théorique de la figure F-25. Comme le tube produit un déphasage de 180°, il y aura oscillation si le circuit déphaseur indiqué introduit lui aussi un déphasage de 180°, car alors l'entrée et la sortie seraient en phase. Un tel circuit peut être constitué par le réseau déphaseur de la figure D-29. Comme le déphasage produit par ce réseau varie avec la fréquence, il y aura oscillation sur la fréquence pour laquelle le déphasage du réseau est exactement de 180° (en supposant que le reste du montage n'apporte pas de déphasage additionnel). De plus, il est encore nécessaire que l'affaiblissement non négligeable introduit par les cellules RC soit inférieur au gain du tube. Si ce n'est pas le cas, il ne peut y avoir d'oscillation entretenue.

Un oscillateur à déphasage utilisant ce réseau est dessiné sur la figure F-40. Le seul élément variable pour agir sur la forme d'onde est

la résistance cathode R_c. Avec les valeurs indiquées, la fréquence d'oscillation était de 100 Hz environ. Les formes d'ondes obtenues avec cet oscillateur sont montrées sur la figure F-41. L'onde à grande amplitude correspond à $R_c = 1600\ \Omega$ découplé par 50 µF. En réduisant R_c à 800 Ω et en supprimant le découplage (contre-réaction), l'amplitude diminue, mais l'onde gagne visiblement en pureté.

En remplaçant le tube par un transistor, on obtient l'oscillateur à déphasage « transistorisé » de la figure F-42 dont le fonctionnement est exactement le même. L'adaptation est plus délicate ici en raison de l'impédance collecteur élevée et de la faible impédance de base. Pour que le gain du transistor soit supérieur aux pertes du circuit, on choisira un transistor à gain élevé. Tous les transistors n'oscilleront donc pas.

Ce montage oscille sur 500 Hz environ, la forme d'onde obtenue est montrée sur la figure F-43. En reliant X à la base, Y étant toujours branché sur le collecteur, on obtient la caractéristique V_c/V_b de la figure F-44 qui indique une oscillation sensiblement pure. Avec une tension d'alimentation de 7,5 V, la consommation du montage était de 0,45 mA. En augmentant les capacités série de 10 à 50 nF pour abaisser la fréquence, il a fallu porter la tension d'alimentation à 15 V pour qu'il y ait oscillation. La tension de sortie était de 1 V_{eff}.

Ce réseau passe-haut (R parallèle, C série) convient le mieux à la production des basses fréquences. Pour les fréquences plus élevées, on utilisera de préférence le réseau passe-bas (R série, C parallèle). En raison de l'impédance de sortie élevée, un amplificateur-tampon est généralement nécessaire pour ne pas charger directement cet oscillateur. Comme il n'y a pas de stabilisation automatique du gain, la tension de sortie varie avec la tension d'alimentation. Ces variations sont toutefois réduites dans le montage à tube si R_c n'est pas découplée.

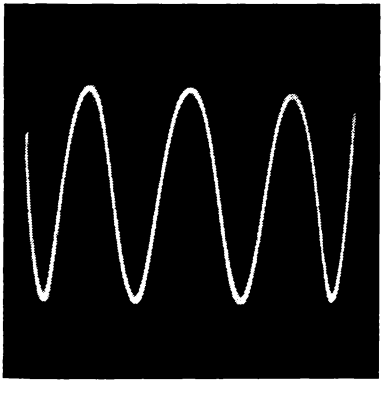


Fig. F-43. — Forme d'onde produite par l'oscillateur à transistor.

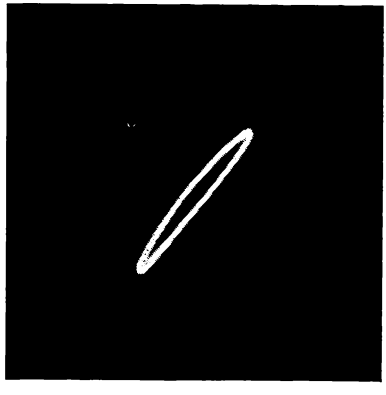


Fig. F-44. — Caractéristique E_c/E_b de cet oscillateur.

F. 8. — Oscillateurs LC à transistor

Bien qu'il y ait quelques similitudes entre oscillateurs à tubes et à transistors, il y a aussi des différences marquantes dans leur fonctionnement physique. Par exemple l'impédance d'entrée d'un transistor à

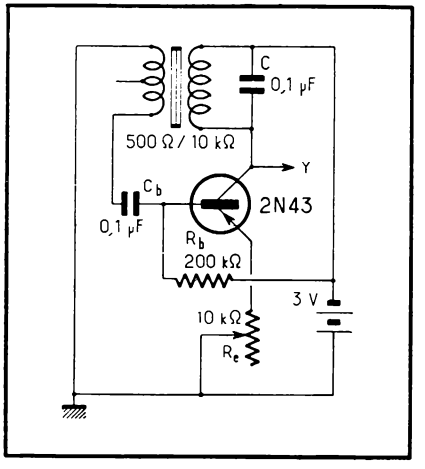


Fig. F-45. — Oscillateur LC à transistor.

émetteur commun peut sauter d'environ 600 Ω (valeur normale) à 0,5 MΩ lorsque la base est bloquée. Et si l'oscillation produite est suffisamment vigoureuse pour provoquer cette condition, les alternances successives seront reproduites inégalement, ce qui revient à un écrêtage unilatéral de la forme d'onde. Il est donc nécessaire de prévoir un dispositif limiteur d'amplitude pour obtenir une onde sinusoïdale.

Par ailleurs, le déphasage introduit par un transistor n'est pas exactement 0° dans les configurations base commune et collecteur commun, ni 180° pour le circuit à émetteur commun, mais dépend encore du gain de courant et de la fréquence de fonctionnement. Une

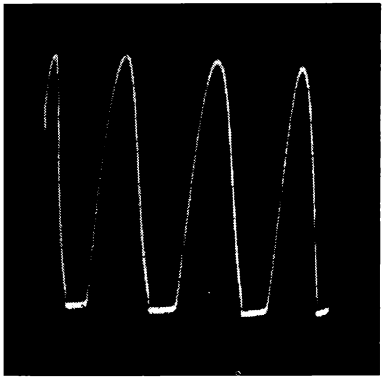


Fig. F-46. — Forme d'onde de cet oscillateur.

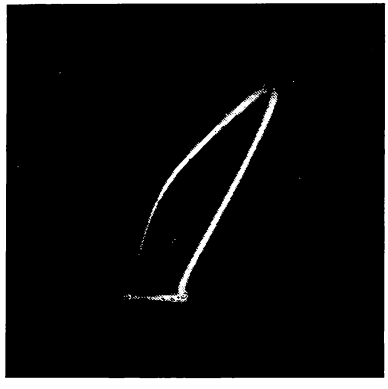


Fig. F-47. — Caractéristique E_c/E_b de cet oscillateur.

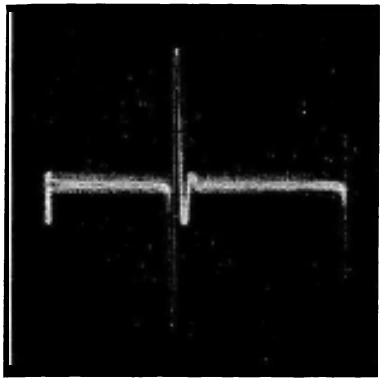


Fig. F-48. — En enlevant C, on obtient un blocking.

Fig. F-49. — Caractéristique E_c/E_b de l'oscillateur blocking.

telle variation de phase peut modifier la fréquence d'oscillation et compromettre la stabilité.

Le montage de la figure F-45 est l'équivalent transistorisé de l'oscillateur à tube à plaque accordée. Avec l'émetteur relié à la masse, nous avons relevé sur le collecteur la forme d'onde de la figure F-46 où on voit nettement l'écrêtage des sommets négatifs par blocage de la base. En reliant X à la base, on obtient la caractéristique V_c/V_b de la figure F-47 sur laquelle on voit cet effet de coupure pendant une partie du cycle.

En retirant le condensateur C accordant l'enroulement collecteur, la fréquence augmente et, en portant la résistance de base R_b à 0,3 MΩ, la constante de temps de la liaison base, soit C_bR_b, devient trop grande par rapport à la fréquence pour que le fonctionnement sinusoïdal soit maintenu. La forte réaction aidant, on arrive au fonctionnement en oscillateur blocking comme en témoignent les figures F-48 et F-49.

Pour obtenir une oscillation sinusoïdale, nous avons réduit la réaction de moitié en branchant la base sur la prise médiane de l'enroulement à basse impédance, et en introduisant une résistance R_e en série avec l'émetteur. On voit sur la figure F-50 la forme d'onde obtenue avec $R_e = 5\,100\ \Omega$ en haut, et 8 200 Ω en bas. Cette dernière est raisonnablement pure, la caractéristique V_c/V_b correspondante le montre (fig. F-52). La distorsion de l'onde supérieure se retrouve sur la figure F-51. L'oscillation cessait pour des valeurs de R_e supérieures à 10 kΩ.

Il est souvent commode de pouvoir utiliser dans un oscillateur une inductance à deux bornes. La figure F-53 donne un exemple d'un tel montage. C'est un circuit à base commune, donc n'introduisant pas de déphasage, ce qui permet de prélever la réaction directement sur le circuit oscillant. Les condensateurs C_1 et C_2 non seulement accordent L, mais constituent aussi un diviseur de tension déterminant le taux de réaction. On peut agir sur l'amplitude et la forme d'onde au moyen de

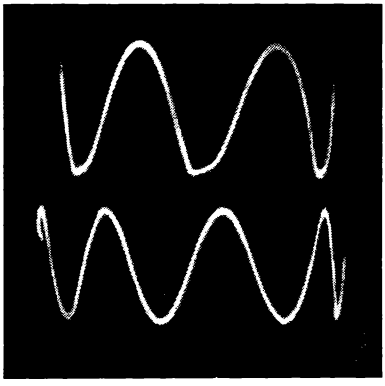


Fig. F-50. — Ondes sinusoïdales obtenues par réduction du couplage et introduction d'une résistance émetteur.

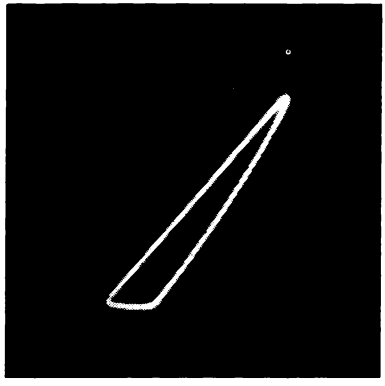


Fig. F-51. — Caractéristique E_c/E_b correspondant à F-50, en haut.

la résistance variable R_e réglant le courant réinjecté dans l'émetteur.

Les formes d'onde de la figure F-54 correspondent à $R_e = 0$ (en haut) et 2 500 Ω (en bas), et les caractéristiques V_c/V_e correspondantes sont reproduites sur la figure F-55 dans le même ordre. On voit l'influence du taux de réaction sur la forme d'onde, car R_e et R_e' forment un diviseur de tension agissant sur la composante alternative seulement, et pas du tout sur les potentiels continus des électrodes.

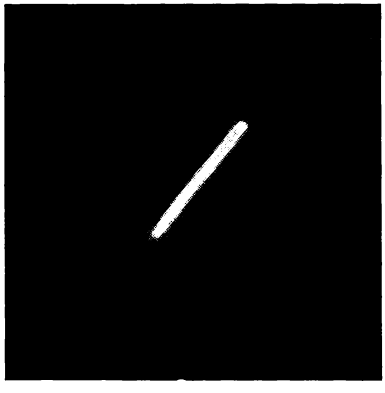


Fig. F-52. — Caractéristique E_c/E_b correspondant à F-50, en bas.

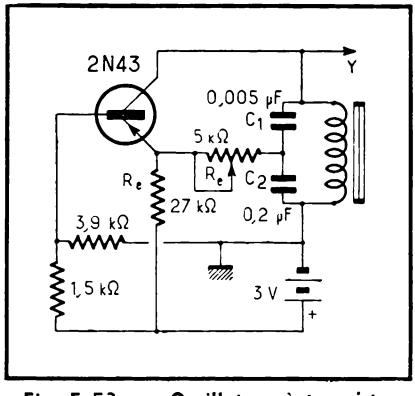


Fig. F-53. — Oscillateur à transistor à un seul enroulement. R_e désigne la résistance variable de 5 kΩ, et non la résistance fixe de 27 kΩ.

Avec une inductance à haute impédance et les composants indiqués, la fréquence d'oscillation était de 800 Hz. La tension de sortie prise entre collecteur et masse était de 2,2 V_{eff} avec $R_e = 0$, et de 1,7 V avec $R_e = 2\,500$ Ω. Au lieu d'un enroulement unique, on peut naturellement utiliser un transformateur adapté à la charge. Alimenté sous 3 V, le montage consommait 0,55 mA.

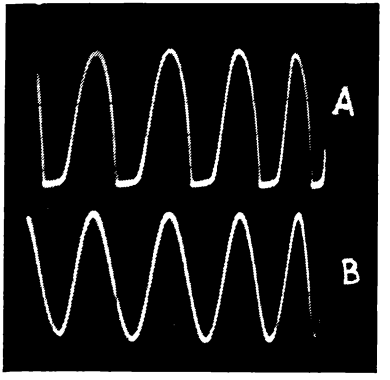


Fig. F-54. — Formes d'onde avec $R_e = 0$ (en haut) et 2 500 Ω (en bas).

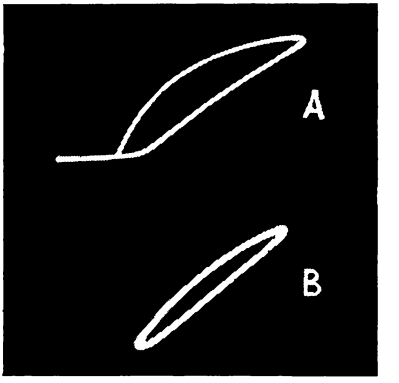


Fig. F-55. — Caractéristiques E_c/E_e correspondant à F-54.

F. 9. — Oscillateurs haute fréquence

Jusqu'ici, nous avons examiné surtout des oscillateurs B.F. dont l'étude oscilloscopique est particulièrement facile. Nous avons rencontré des types LC et RC, les premiers étant généralement à accord fixe en raison de la difficulté de faire varier des capacités ou inductances de grande valeur.

A des fréquences supérieures à, mettons, 200 kHz, les circuits RC ne sont pratiquement plus utilisables ; en revanche, il est assez facile de réaliser des circuits accordables à LC en utilisant un condensateur variable.

En comparant les cinq types d'oscillateurs schématisés sur la figure F-56, on peut voir leur similitude. Les montages A (à plaque accordée) et B (à grille accordée) comportent un enroulement de réaction séparé, couplé inductivement. Les trois autres types d'oscillateurs utilisent un bobinage unique avec ou sans prise. Dans le montage à couplage électronique ECO, en C, une extrémité du bobinage et la plaque sont à la masse (en H.F.), l'extrémité libre est reliée à la grille, et la réaction se fait par la cathode branchée sur une prise de l'enroulement. Cette disposition est possible du fait que la grille et la cathode doivent être en phase pour qu'il y ait réaction. (Pour faciliter la comparaison, nous avons représenté une triode ; en fait, le montage ECO utilise toujours des tétrodes ou pentodes, ce qui permet de prélever la tension de sortie sur la plaque sans que l'oscillateur proprement dit en soit influencé.)

Les montages D (Hartley) et E (Colpitts) sont semblables par le fait que les extrémités du bobinage sont reliées à la plaque et à la grille respectivement. La différence réside dans la mise à la masse du point milieu du circuit oscillant. Dans le Hartley, c'est le point milieu du bobinage qui est au potentiel nul en H.F ; dans le Colpitts, le bobinage n'a pas de prise, mais le condensateur variable est double, et c'est le point commun des deux sections mises en série qui est à la masse.

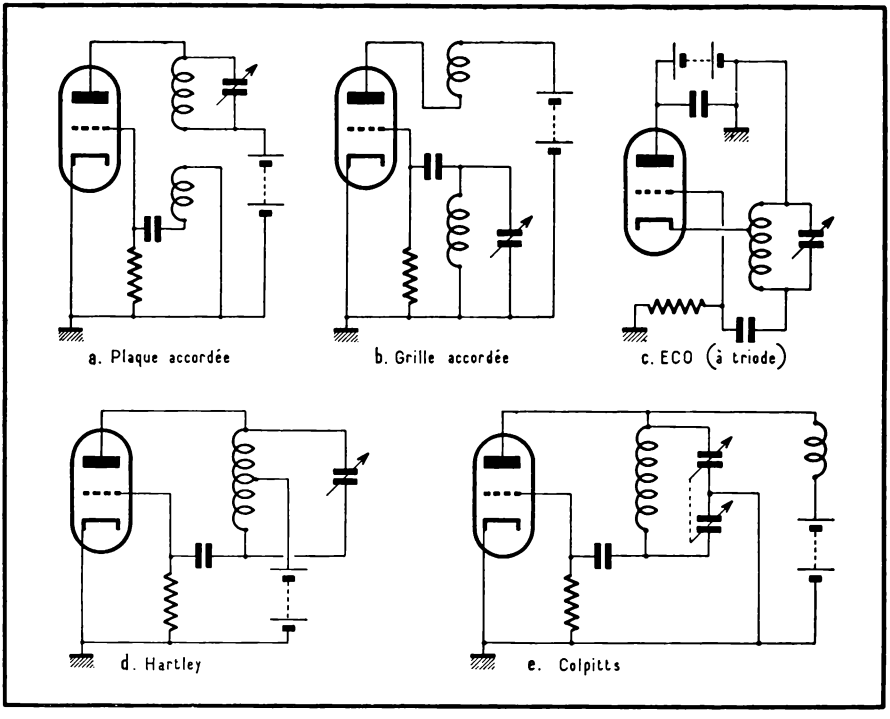


Fig. F-56. — Les 5 montages oscillateurs fondamentaux ne diffèrent que par le point de masse.

En H.F., produire une onde pure est moins important qu'en B.F. En effet, si l'on considère une onde de fréquence 1 000 Hz, ses 5^{e} et 10^{e} (et peut-être même 15^{e}) harmoniques se trouvent encore dans la bande B.F. et sont ainsi susceptibles de dénaturer le signal. En H.F., où les largeurs de bande relatives sont beaucoup plus faibles, déjà l'harmonique 2 est bien trop loin pour être transmis, sans parler des suivants. En revanche, ces harmoniques peuvent créer des interférences sur d'autres bandes, et dans ce cas sont à combattre. Mais, ce problème des interférences excepté, les harmoniques ne sont pas gênants. Pour éviter les complications de l'oscillation en ondes métriques, certaines hétérodynes fonctionnent à des fréquences plus basses, et les signaux délivrés de, mettons, 100 MHz sont en réalité les harmoniques d'oscillations de 25, 33 ou 50 MHz.

Il peut être difficile de visualiser les périodes distinctes d'une onde H.F. du fait de la vitesse limitée de la base de temps ou d'une synchronisation délicate aux fréquences élevées. On verra alors apparaître sur l'écran une bande lumineuse rectangulaire. Si elle est uniforme, l'onde est pratiquement exempte de distorsion. La présence d'harmoniques est révélée par des striées horizontales de luminosité

différente (fig. F-57). Avec une synchronisation correcte, on voit la forme d'onde de la figure F-58. Il est facile à comprendre que les parties à faible pente de la courbe impliquent un séjour plus long du spot, donc une luminosité accrue, et d'après la structure et la luminosité relative de ces bandes, on peut bien reconstituer approximativement la forme de l'onde.

(L'oscillogramme représente la tension de sortie d'un générateur à quartz 100 kHz suivi d'un amplificateur attaqué par un signal trop fort. Comme cet appareil est destiné à l'étalonnage en fréquence, les harmoniques sont désirables ici.)

F. 10. — Relaxateurs

Les oscillateurs que nous venons d'examiner sont basés sur l'entretien par un amplificateur des oscillations d'un circuit accordé LC ou par une réaction sélective à l'aide d'un circuit RC exercée sur un amplificateur. Par opposition, le fonctionnement des relaxateurs est basé sur la charge et décharge d'un condensateur. L'onde produite n'est pas sinusoïdale, mais approximativement rectangulaire, triangulaire (cas particulier : dents de scie) ou impulsionnelle. Sa fréquence dépend non

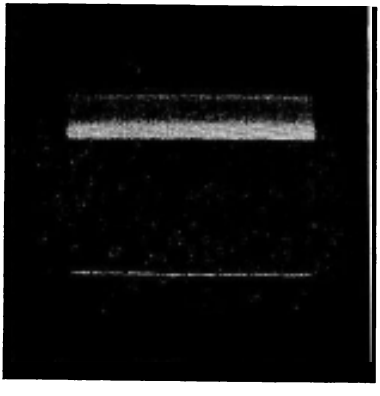


Fig. F-57. — Distorsion dans une onde H. F. On voit des bandes horizontales de luminosité différente.

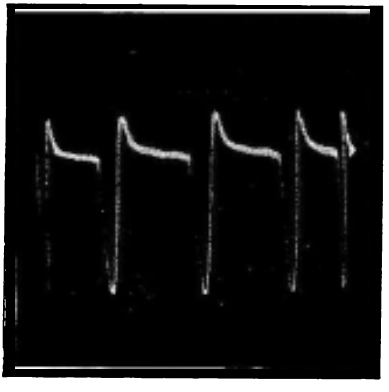


Fig. F-58. — La forme d'onde correspondante.

seulement de la constante de temps des couplages, mais encore des conditions de déclenchement et d'arrêt de la charge ou de la décharge propres au montage. La stabilité inhérente à cette classe d'oscillateurs est faible, mais de ce fait ils se prêtent bien à la synchronisation par un signal externe ; dans beaucoup d'applications, c'est donc un avantage plutôt qu'un inconvénient.

Les principaux relaxateurs sont les bases de temps, les oscillateurs blocking et les multivibrateurs. Nous ne parlerons pas ici des bases de temps, étudiées par ailleurs (1), ni des oscillateurs blocking dont le

(1) Voir *Technique de l'Oscilloscope*, du même auteur, Société des Editions Radio, 1960.

fonctionnement a déjà été esquissé aux paragraphes F-5 et F-8. Ici, c'est seulement la famille des multivibrateurs qui nous intéresse.

F. 11. — Le multivibrateur

Cet important montage n'est autre chose qu'un amplificateur à deux étages montés en série et dont la sortie est reliée à l'entrée. Comme le déphasage total est $2 \times 180 = 360$ ou $0°$, on peut s'attendre à une oscil-

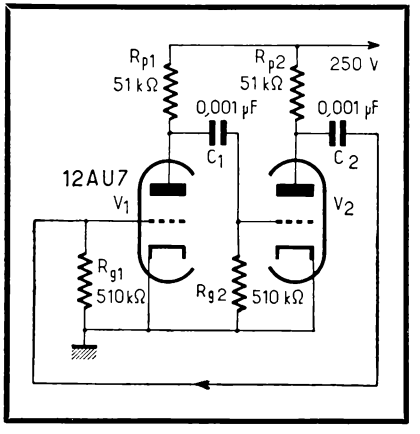


Fig. F-59. — Schéma d'un multivibrateur.

lation assez violente, du fait des gains combinés des deux tubes. Il n'y a pas de circuits résonnants, et la fréquence de fonctionnement est essentiellement déterminée par les constantes de temps des liaisons. Dans le cas du multivibrateur de la figure F-59, la fréquence de récurrence est approximativement égale à $f = 1/(R_{p1}C_2 + R_{p2}C_1)$.

Il est commode d'utiliser un commutateur électronique pour suivre et comparer les formes d'onde sur deux électrodes différentes du mon-

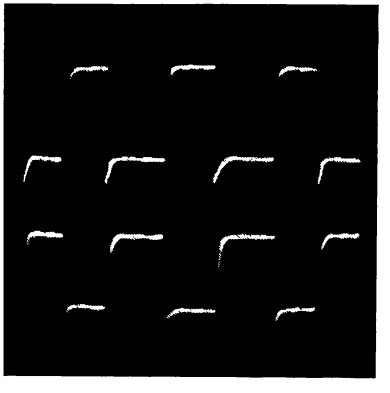


Fig. F-60. — Les formes d'onde sur les plaques du multivibrateur.

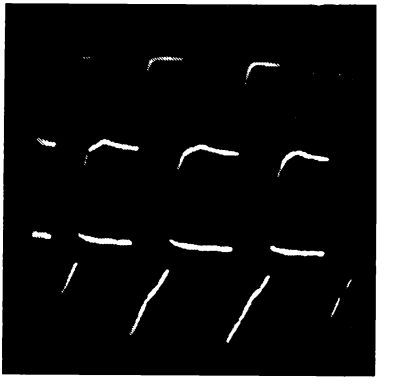


Fig. F-61. — Forme d'onde sur P_1 en haut et G_1 en bas.

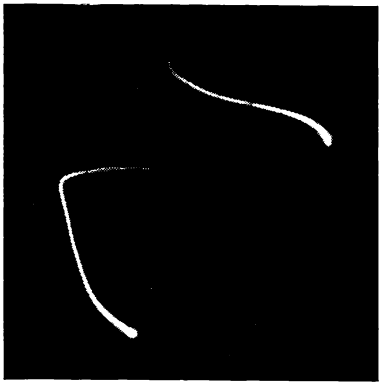


Fig. F-62. — Caractéristique P_1/P_2 du multivibrateur.

Fig. F-63. — Caractéristique P_1/G_1 du multivibrateur.

tage. En reliant les deux entrées du commutateur électronique aux deux plaques P_1 et P_2 du multivibrateur, nous avons obtenu la figure F-60 qui montre deux ondes approximativement rectangulaires en opposition de phase. Cet oscillogramme décrit bien le fonctionnement du montage : une triode est fortement conductrice tandis que l'autre est bloquée ; puis il y a basculement rapide, et les fonctions sont inversées. Du fait des constantes de temps semblables pour les deux couplages, les deux alternances ont la même durée ; en les rendant différentes, on allongerait une alternance au détriment de l'autre.

Sur la figure F-61, on voit encore, en haut, la tension sur P_1 et, en bas, la tension sur la grille G_1 de la même section. Pendant la partie relativement plate, la grille est approximativement au potentiel zéro, le courant plaque est relativement élevé et la tension anodique de ce fait est faible. Le phénomène de relaxation fait alors basculer le montage, la tension de P_2 tombe à une faible valeur et envoie sur G_1 une forte impulsion négative bien visible sur la figure. Le courant plaque de la section gauche est alors bloqué, et la tension sur P_1 atteint la tension d'alimentation. Les charges des condensateurs s'écoulent par les résistances, et la tension sur G_1 remonte progressivement. A un moment donné, le tube redevient conducteur. Il y a de nouveau basculement, et la transition est même très rapide comme le montrent les montées et descentes très raides (et de ce fait invisibles sur l'oscillogramme).

Tout comme pour un amplificateur ou un oscillateur, on peut tracer des caractéristiques V_p/V_g d'un multivibrateur. On ne peut naturellement pas s'attendre à une droite ou une ellipse du fait que le fonctionnement en relaxateur implique un large dépassement des parties linéaires de la caractéristique. On voit sur les figures F-62 et F-63 les caractéristiques P_1/P_2 et P_1/G_1 respectivement du même multivibrateur. Ces courbes sont fermées, mais en raison du passage très rapide du spot, certaines parties de la caractéristique ne sont pas visibles.

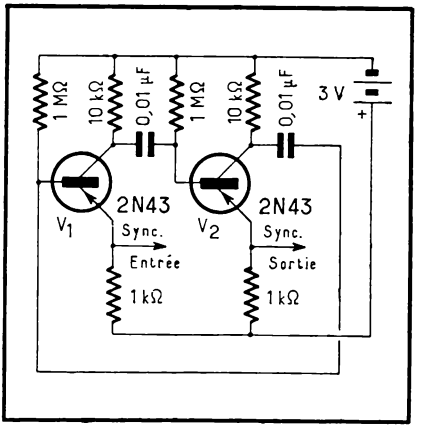


Fig. F-64. — Multivibrateur à transistors.

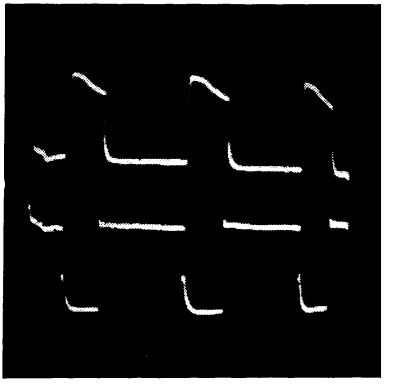


Fig. F-65. — Forme d'onde sur C_1 en haut et C_2 en bas.

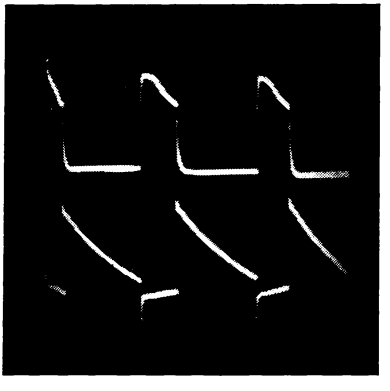


Fig. F-66. — Forme d'onde sur C_1 en haut et B_1 en bas.

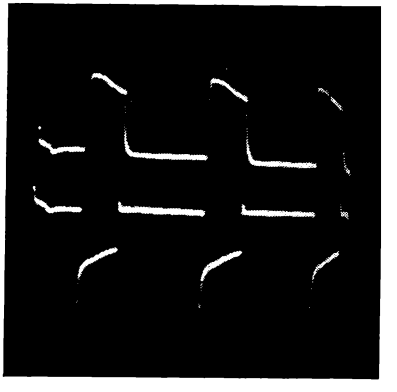


Fig. F-67. — Forme d'onde sur C_1 en haut et E_1 en bas.

Le multivibrateur à transistors de la figure F-64 est la version transistorisée du montage de la figure F-59. Les résistances en série avec les émetteurs sont commodes pour l'injection et le prélèvement des signaux de synchronisation. Toujours à l'aide du commutateur électronique, et avec la tension sur le collecteur C_1 comme référence (en haut), on voit sur les figures F-65, F-66 et F-67 les tensions sur C_2, B_1 et E_1 respectivement. Sur la première figure, on discerne bien les formes d'onde approximativement rectangulaires et en opposition de phase sur les deux collecteurs ; l'inégalité des alternances est probablement due à une dissymétrie des deux moitiés du montage.

La variation de la tension base de la figure F-66 correspond assez bien à la tension grille de la figure F-61. Au moment où la base reçoit une impulsion positive, le courant collecteur est coupé (il s'agit d'un transistor p-n-p !) et la tension collecteur atteint sa valeur la plus négative qui est la tension d'alimentation. Après un écoulement progressif des charges des condensateurs, le transistor bloqué redevient brusquement conducteur et il y a basculement. Enfin, les signaux prélevés sur E_1 (fig. F-67) sont la réplique approximative de la tension sur le collecteur du même transistor, avec toutefois une polarité opposée, le transistor jouant le rôle de déphaseur.

F. 12. — Multivibrateur à couplage cathodique

On peut remplacer l'une des liaisons plaque-grille du multivibrateur habituel par un couplage des cathodes au moyen d'une résistance R_c commune (fig. F-68). Ce montage a l'avantage, par rapport au précédent, de permettre la variation de la fréquence de récurrence, sans modifier le rapport entre alternances positives et négatives, en jouant sur la constante de temps d'une seule liaison RC. Pour cette raison, on l'utilise fréquemment dans les bases de temps à multivibrateur. La grille G_1, qui est libre, est alors avantageusement employée pour la synchronisation.

Sur les trois oscillogrammes qui suivent (toujours relevés à l'aide d'un commutateur électronique), la tension sur P_1 est toujours représentée en haut comme référence. Elle est ici pratiquement rectangulaire. Sur la figure F-69, on voit en bas la tension sur P_2 dont les variations sont bien entendu de polarité opposée à celles de P_1 ; cependant, seuls les sommets positifs sont plats. Ils correspondent à l'état bloqué du tube. En revanche, lorsque le tube est conducteur, son courant plaque n'est pas constant et diminue pendant l'alternance.

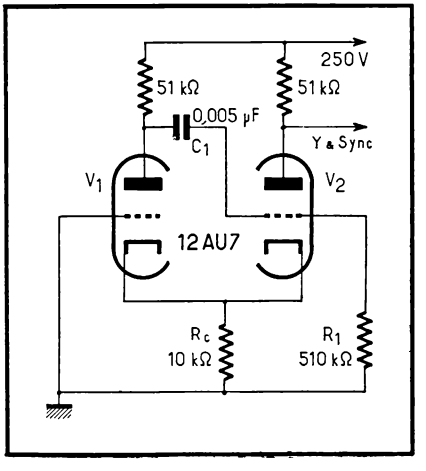


Fig. F-68. — Multivibrateur à couplage cathodique.

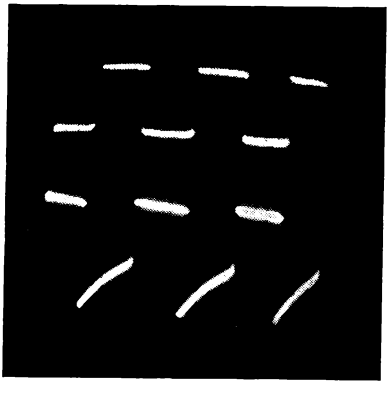


Fig. F-69. — Les tensions sur P_1 et P_2 de ce multivibrateur.

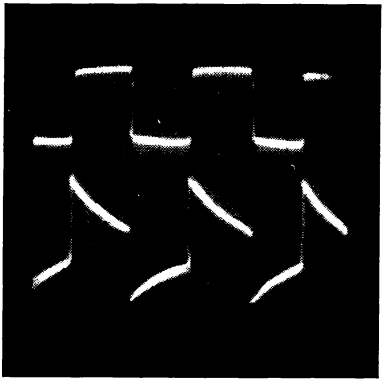


Fig. F-70. — Les tensions sur P_1 et G_1.

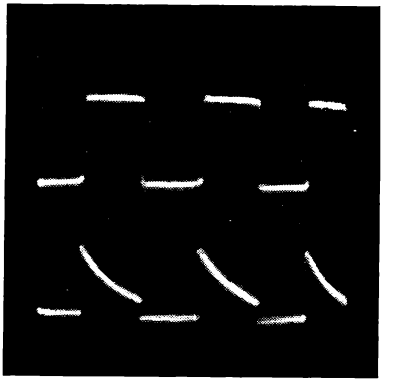


Fig. F-71. — Les tensions sur P_1 et C.

Les variations relevées sur G_2 (fig. F-70, en bas) reproduisent l'onde rectangulaire de P_1, après différentiation par R_1C_1, ce qui produit les sommets fortement inclinés. Enfin, on voit sur la figure F-71, en bas, la tension sur les cathodes reliées ensemble. Cette tension est faible et constante durant la conduction de la section gauche. Pendant l'autre alternance la chute de tension est plus grande et suit les variations de courant de la section droite.

Avec de légères modifications, on peut changer complètement le fonctionnement de ce montage. Ainsi, en retournant la résistante R_1 non pas à la masse, mais au + H.T. (fig. F-72), on obtient un *univibrateur*. Ce montage a un état stable auquel il revient après une perturbation ; il n'oscille donc pas. Au repos, le tube V_2 est fortement conducteur du fait que sa grille est reliée au + H.T. (Par courant grille, il se produit cependant une forte chute de tension aux bornes de R_1.)

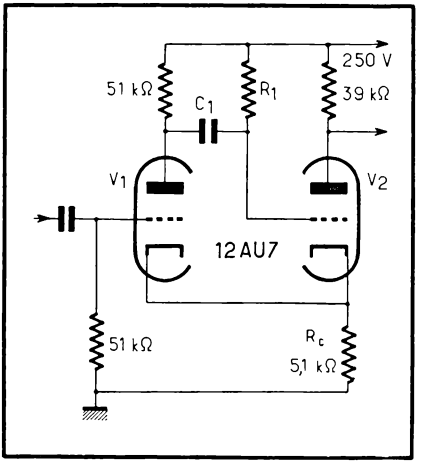


Fig. F-72. — L'univibrateur ou flip-flop.

Le courant plaque élevé passant dans R_c polarise V_1 au point de bloquer le courant anodique. Cet état est stable.

Si nous injectons maintenant dans G_1 une impulsion positive d'amplitude suffisante, V_1 devient conducteur, sa tension anodique tombe, et G_2 reçoit une impulsion négative qui bloque V_2. Après un temps déterminé par la constante de temps R_1C_1, G_2 redevient positive, V_2 redevient conducteur, et le montage revient à son état stable initial. Ce va-et-vient est bien décrit par le nom « flip-flop » donné par les Américains à ce montage.

Le déclencheur de Schmitt (paragraphes B-5 et D-3) est un autre proche parent de l'univibrateur. Ici, les deux liaisons sont à courant continu, ce qui empêche le retour à une position initiale déterminée par une constante de temps. Comme nous l'avons exposé plus haut, le déclencheur de Schmitt a deux états de fonctionnement caractérisés par la conduction d'un tube et le blocage de l'autre. Ces deux états ne sont cependant pas stables, mais dépendent du potentiel de la grille de la

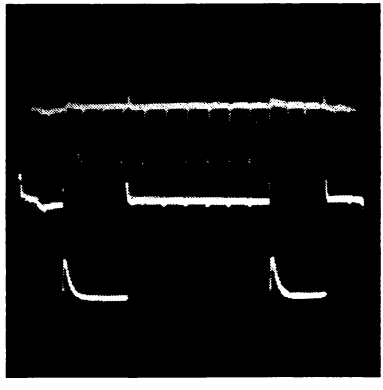


Fig. F-73. — Division de fréquence 1 : 10 par multivibrateur.

section gauche recevant le signal. Le montage conserve son état d'une manière stable seulement tant que ce potentiel ne varie pas.

F. 13. — Division de fréquence par multivibrateurs

De fait de leur faible stabilité inhérente et de la grande facilité de synchronisation qui s'ensuit, les multivibrateurs se prêtent bien à la division de fréquence. On peut ainsi par exemple obtenir des tops de 10 kHz d'un multivibrateur synchronisé sur cette fréquence par un oscillateur à quartz 100 kHz. Si le montage est correctement réalisé, le rapport de division est parfaitement stable, et la fréquence démultipliée a la même précision que l'oscillateur à quartz.

La figure F-73 représente une telle division de fréquence par 10 réalisée avec le multivibrateur à transistors de la figure F-64. On voit en haut les impulsions sur l'un des collecteurs et en bas l'onde approximativement rectangulaire de synchronisation appliquée sur un émetteur. Il est facile de voir qu'il y a 10 impulsions pour une période complète du signal. La fréquence de synchronisation était de 1 650 Hz, entraînant

le multivibrateur à osciller sur 165 Hz, soit à peu près deux fois sa fréquence d'oscillation libre. Pour que la stabilité de la division de fréquence soit bonne, il est en effet nécessaire que la fréquence pilote soit supérieure à la fréquence naturelle du relaxateur. C'est là aussi la condition de bonne synchronisation d'une base de temps qui n'est autre chose qu'un relaxateur synchronisé.

Pour compléter la famille des multivibrateurs, nous devons parler maintenant de la *bascule Eccles-Jordan* (fig. F-74) qui est un dérivé du multivibrateur à deux états stables, donc non-oscillant. Ce montage comporte deux liaisons plaque-grille ohmiques qui, tout en assurant un basculement rapide, conservent indéfiniment (tant que le courant n'est pas interrompu) la condition caractérisée par la conduction d'un tube et le blocage de l'autre. Une impulsion adéquate appliquée aux grilles (ou aux plaques) provoque le basculement, et ce nouvel état est maintenu jusqu'à l'arrivée d'une nouvelle impulsion de commande.

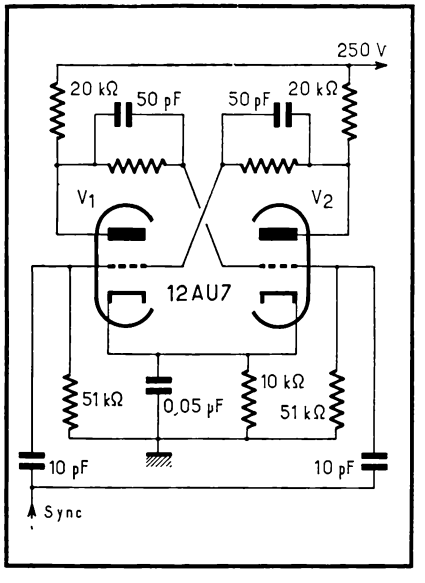


Fig. F-74. — Eccles-Jordan ou échelle binaire dite bascule.

Il faut donc deux impulsions pour restaurer la condition initiale, et la bascule a bien sa place dans ce chapitre, car elle agit comme diviseur de fréquence dans le rapport 2 : 1. Les impulsions qu'elle délivre ont une fréquence moitié des impulsions de commande, ce qui a valu à ce montage le nom d'*échelle de deux*. On voit sur la figure F-75 en haut les impulsions de commande de la bascule et en bas l'onde parfaitement rectangulaire de fréquence moitié produite par la bascule. La figure F-76 montre les tensions rectangulaires en opposition de phase relevées sur les deux plaques de la bascule. Ce montage est utilisé dans un commutateur électronique commandé par la base de temps et décrit par ailleurs (1).

(1) *Technique de l'Oscilloscope*, du même auteur, Société des Editions Radio.

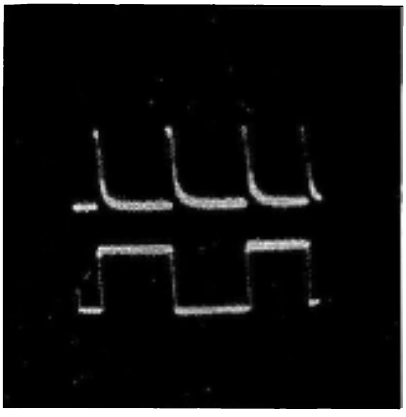


Fig. F-75. — Impulsions de commande en haut, onde rectangulaire à fréquence moitié en bas.

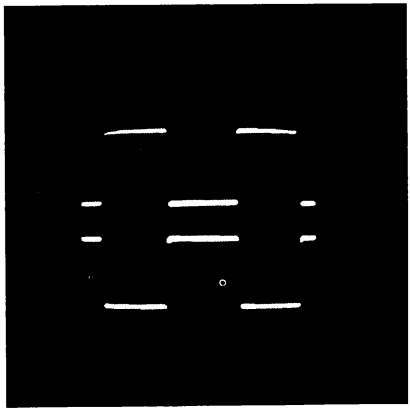


Fig. F-76. — Les tensions sur les plaques de la bascule sont en opposition de phase.

Mentionnons ici seulement que cette bascule Eccles-Jordan est le montage de base de tous les calculateurs numériques qui en utilisent souvent des milliers.

F. 14. — Le mécanisme de la modulation d'amplitude

La modulation consiste à faire varier l'amplitude, la fréquence ou la phase d'une onde porteuse de fréquence f_p en concordance avec un signal de modulation de fréquence f_m plus faible. En cheminant pour ainsi dire « sur le dos » d'une porteuse haute fréquence, le signal basse fréquence peut être transmis sans fil. A la réception, on extrait l'information utile de la porteuse reçue par le processus inverse, appelé démodulation ou détection.

L'onde de la figure F-77 *n'est pas* modulée ; c'est une simple super-

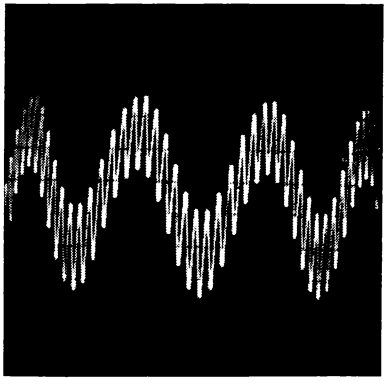


Fig. F-77. — Superposition linéaire de tensions, pas de modulation.

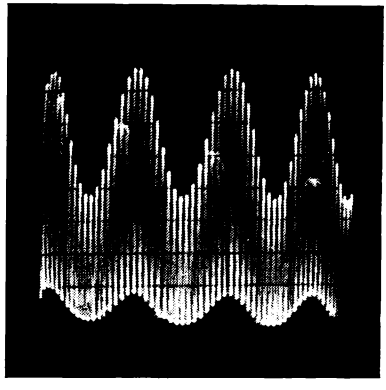


Fig. F-78. — Porteuse modulée dissymétriquement par un signal.

position de deux tensions de fréquence différente. C'est le cas par exemple d'une onde H.F. à laquelle se superpose du ronflement 50 Hz. Il est facile d'éliminer par filtrage au moyen d'un filtre passe-haut (C série, R parallèle) la composante B.F.

Au contraire, l'onde de la figure F-78 est modulée. Après filtrage de la composante f_m visiblement superposée, il reste une porteuse dont l'amplitude n'est pas constante (bien qu'elle soit modulée dissymétriquement), et on peut recueilir f_m après détection.

Tandis que l'amplification sans distorsion exige le fonctionnement sur une partie linéaire de la caractéristique, la modulation n'est possible que sur une partie non linéaire. Comme la partie linéaire est toujours limitée, on peut donc dire qu'il est plutôt difficile de ne pas moduler, en particulier lorsque le signal a une certaine amplitude. On peut donc se servir de diodes, de tubes à vide et de transistors comme modulateurs. Toutefois, une modulation de bonne qualité à un taux élevé n'est pas si facile à obtenir.

F. 15. — Mesure du taux de modulation

Avec une porteuse d'amplitude donnée, le signal détecté sera d'autant plus fort qu'il aura modulé plus profondément cette porteuse. En appelant a l'amplitude crête à crête maximale, et b l'amplitude minimale d'une onde modulée (fig. F-79), on obtient le taux (ou la profondeur) de modulation M exprimée en pour cent par $M = 100\ (a - b)/(a + b)$. On voit donc qu'avec $b = 0$, on a $M = 100\ \%$. Pratiquement, il est très difficile d'obtenir un taux de modulation voisin de 100 % sans augmenter fortement le taux de distorsion, et pour cette raison on se garde bien dans l'exploitation des émetteurs de dépasser un taux de 80 à 90 %. Lorsque M dépasse les 100 %, il y a surmodulation entraînant une forte distorsion et la création de puissants harmoniques de la porteuse, une condition absolument à éviter.

Il y a deux manières d'observer le taux de modulation à l'oscilloscope. En branchant Y sur la source de l'onde modulée et en réglant

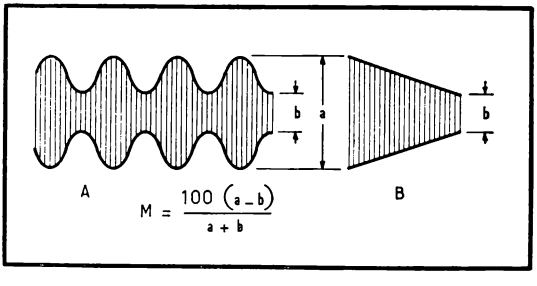


Fig. F-79. — Mesure du taux de modulation.

la base de temps sur f_m (et non pas sur f_p !), on obtient la forme d'onde de l'onde modulée représentée sur la figure F-79, à gauche. En branchant X maintenant sur la tension de modulation f_m (sans toucher à Y !), on voit apparaître le trapèze de modulation dessiné à droite, qui est en quelque sorte la caractéristique de modulation. Ce trapèze devient un rectangle pour une modulation nulle, et un triangle pour $M = 100\ \%$.

La linéarité de ses côtés inclinés donne une bonne idée de la qualité de la modulation (distorsion), et cette représentation est indépendante de la forme de la modulation. En revanche, l'oscillogramme de l'onde modulée montre la qualité globale de l'onde modulée ; mais comme apparaissent aussi bien les défauts de la fonction modulation que les distorsions de l'onde modulante, il peut être difficile de distinguer la

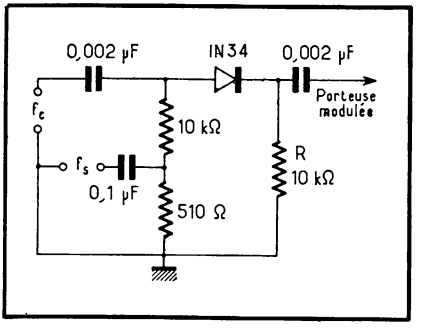


Fig. F-80. — Simple modulateur à diode au germanium.

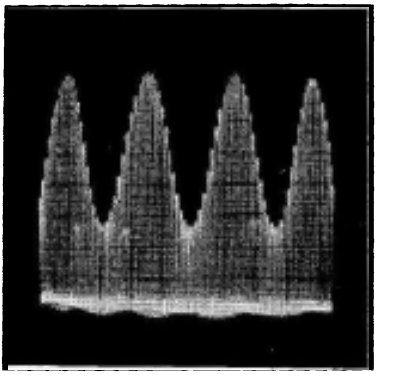


Fig. F-81 a. — Porteuse modulée par le modulateur à diode.

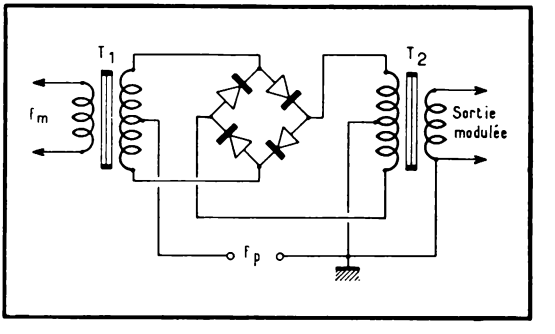


Fig. F-81 b. — Modulateur en pont.

cause d'une modulation de mauvaise qualité. Les deux méthodes se complètent donc avantageusement.

F. 16. — Modulateur simple à diode

On peut constituer un modulateur très simple en assemblant une diode au germanium et quelques résistances et condensateurs (fig. F-80). Pour comprendre le fonctionnement de ce montage, il faut se souvenir que pour un signal faible, la résistance directe de la diode varie avec le courant (voir figure E-4, par exemple). Comme cette diode constitue avec la résistance R un diviseur de tension, la tension de sortie varie en fonction du courant qui traverse la diode. Sous l'effet des amplitudes instantanées combinées de f_p et f_m appliquées à l'entrée, le point de fonctionnement de la diode se déplace sur la caractéristique dont

la pente varie. Il ne se passe naturellement rien lorsque la tension composée est négative, il y a modulation unilatérale.

Cette action unilatérale est bien visible sur la figure F-81 a qui montre l'onde modulée obtenue avec ce montage et rappelle une détection (voir paragraphe G-10). C'est cependant une modulation vraie, car l'amplitude de la porteuse varie avec le signal. Il suffit d'ailleurs d'appliquer cette onde à un circuit oscillant accordé sur f_p pour que les alternances manquantes soient restituées.

Sur cet oscillogramme, nous mesurons $a = 33$ mm et $b = 12$ mm. Le taux de modulation est donc de $M = 100\ (33 - 12)/(33 + 12) = 47\ \%$.

F. 17. — Modulateurs en pont et en anneau

Ce sont des modulateurs de haute qualité utilisés notamment en téléphonie à courants porteurs et comportant quatre diodes semiconductrices connectées en anneau. Un modulateur en pont est représenté sur la figure F-81 b. La tension de modulation appliquée a la diagonale verticale du pont à diodes fait varier la conductance du demi-pont droit pendant une alternance, et celle du demi-pont gauche pendant l'autre. Le déséquilibrage du pont qui s'ensuit produit une très bonne modulation de la porteuse, comme le montre la figure F-82. Le taux de

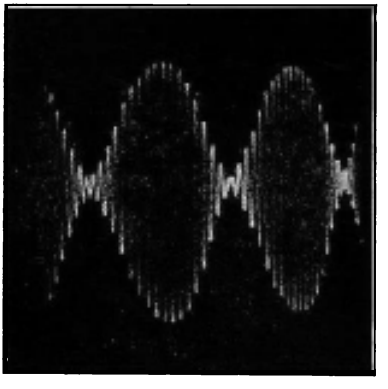


Fig. F-82. — Porteuse modulée à 90 % par le modulateur en pont.

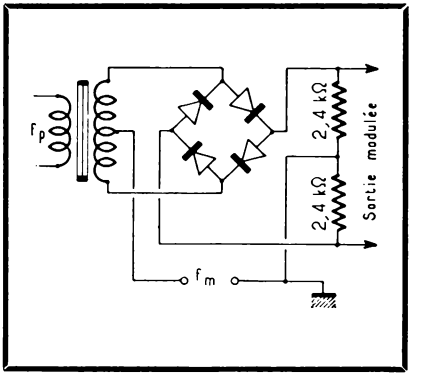


Fig. F-83. — Modulateur en anneau.

modulation est ici de 90 %. Comme f_p n'est que de 18 f_m (en comptant les périodes pour un cycle de modulation), on distingue bien la variation d'amplitude d'une période de f_p à la suivante.

Dans le modulateur en anneau (fig. F-83), les diodes agissent comme des commutateurs commandés par le signal f_m en transmettant des alternances de la porteuse dont l'amplitude et la polarité dépendent du signal. Comme on le voit sur la figure F-84, la porteuse n'existe ici que pour des alternances positives et négatives. En inversant la polarité du signal, on obtient la même figure, mais de polarité inversée. Cette particularité est utilisée dans les ponts de mesure à courants porteurs. La tension de déséquilibre d'un tel pont est amplifiée et démodulée par un détecteur de phase. Grâce à l'injection d'une tension de réfé-

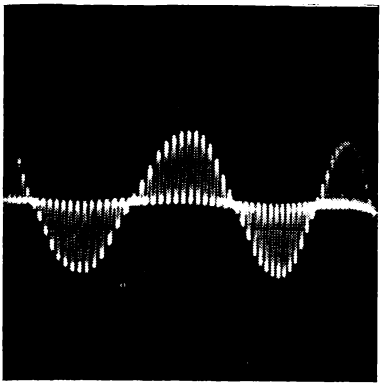


Fig. F-84. — Modulation d'alternances par modulateur en anneau.

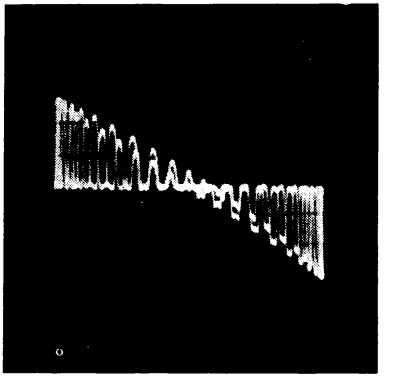


Fig. F-85. — Caractéristique trapézoïdale de modulation du modulateur en anneau.

rence f_p (la même que celle qui alimente le pont), le détecteur procure une tension continue dont la polarité indique le sens du déséquilibre, tout comme dans un pont de Wheatstone. Le « trapèze » de modulation correspondant est représenté sur la figure F-85.

Notons encore que les modulateurs en pont transmettent de l'entrée à la sortie aussi bien que de la sortie à l'entrée. Ils fonctionnent tout aussi bien comme démodulateurs.

F. 18. — Modulateur de mesure à diodes

Ce montage qui est une version simplifiée des modulateurs précédents est destiné plus particulièrement aux ponts de mesure (1). Son schéma (fig. F-86) explique le fonctionnement : les deux diodes consti-

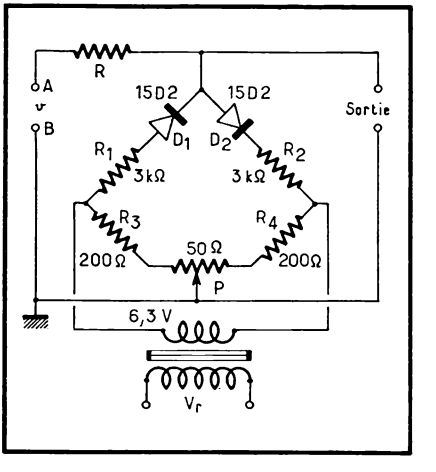


Fig. F-86. — Modulateur de mesures à diodes au silicium.

(1) *Modulateur de mesure à diodes au silicium,* du même auteur, *Electronique Industrielle,* mars-avril 1958, p. 10-12.

tuent avec les quelques résistances un pont dont la diagonale horizontale est alimentée par une tension alternative. Les deux diodes connectées en série dans le même sens deviennent conductrices pendant une alternance, et la diagonale verticale du pont se comporte alors comme une résistance faible. La tension de mesure v appliquée en A et B alimente un diviseur de tension constitué par la résistance série R et la diagonale verticale du pont, et la tension de sortie est recueillie en CD, en parallèle avec cette diagonale du pont.

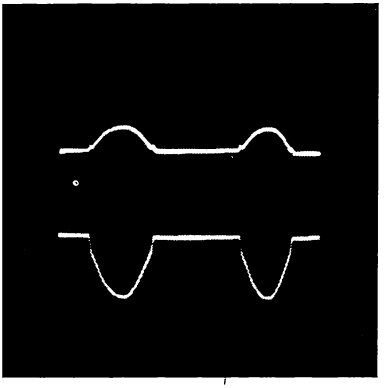


Fig. F-87. — La tension alternative à la sortie du modulateur, pont non équilibré.

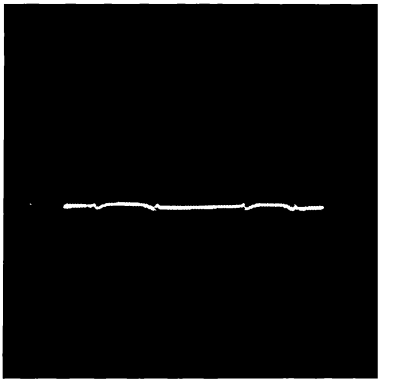


Fig. F-88. — Modulateur équilibré, pas de signal à l'entrée.

La résistance R est grande par rapport à la résistance présentée par le pont conducteur (0,1 à 0,5 MΩ). Pendant l'alternance de conduction, v est donc pratiquement court-circuitée. En revanche, pendant l'autre alternance, les diodes sont bloquées, et la résistance de la diagonale verticale devient très élevée (entre 10 et 100 MΩ avec des diodes au silicium), de sorte que v apparaît pratiquement sans affaiblissement à la sortie.

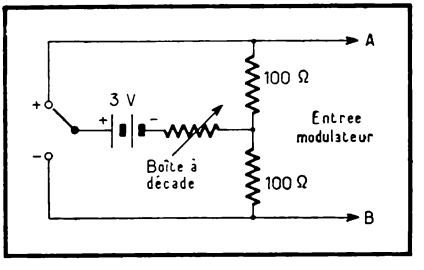


Fig. F-89. — Circuit pour l'injection de tensions variables de polarité voulue.

Avant de brancher la tension v, il faut équilibrer le pont à diodes pour éliminer la composante de la tension de référence V_r. La figure F-87 montre les oscillogrammes obtenus pour deux réglages du potentiomètre d'ajustage P de part et d'autre du point d'équilibre. On voit apparaître une alternance sur deux, positive ou négative suivant le sens du déréglage. Si le modulateur est équilibré, la tension résiduelle disparaît pratiquement (fig. F-88).

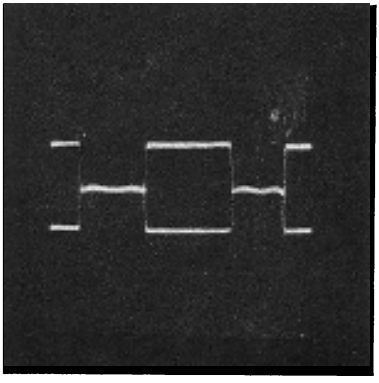


Fig. F-90. — Onde modulée par un signal de 100 mV. Superposition des courbes pour tensions positive et négative.

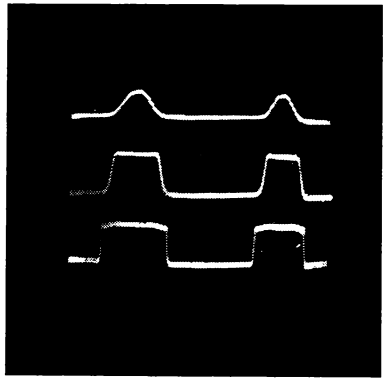


Fig. F-91. — Influence de la tension de commutation.

Le montage de la figure F-89 permet d'injecter une tension continue d'étalonnage de polarité voulue dans les bornes d'entrée. En injectant une tension positive ou négative de 100 mV, on obtient (par double exposition) l'oscillogramme de la figure F-90 où une alternance rectangulaire se dessine au-dessus ou au-dessous de la ligne de base légèrement ondulée. (Grâce à l'emploi d'un amplificateur à courant continu, la ligne de base reste fixe.)

La tension d'excitation du modulateur doit être suffisante pour balayer rapidement les régions courbes des diodes. On voit son influence sur la figure F-91 où V_r est (de haut en bas) de 0,5, 1 et 4 V_{eff}, toujours avec $v = 100$ mV continus. On voit que le rendement du modulateur est mauvais si V_r est inférieure à 1 V_{eff} ; pour des tensions d'excitation comprises entre 3 et 8 V_{eff}, la forme d'onde ne varie pratiquement pas, et V_r n'a donc pas besoin d'être stabilisée pour que la mesure soit correcte.

En balayage sinusoïdal de même fréquence que V_r on obtient pour un signal positif, nul ou négatif les trois courbes de la figure F-92 que

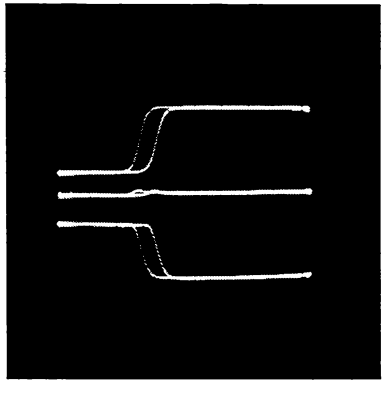


Fig. F-92. — Caractéristiques de modulation pour un signal positif, nul et négatif. Balayage sinusoïdal.

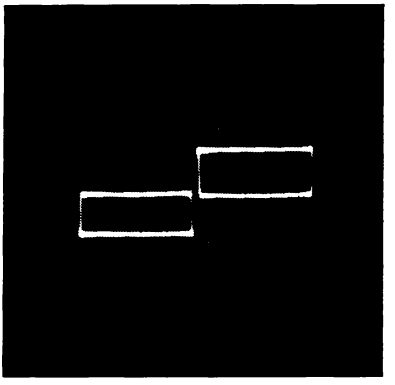


Fig. F-93. — Caractéristique de modulation en balayage sinusoïdal, phase différente.

nous avons décalées pour plus de clarté. On y voit bien le sens des variations. Pour une autre position de phase, on voit un rectangle au-dessus ou en-dessous de la ligne de base pour des tensions positives ou négatives (fig. F-93), et la ligne de base seule pour $v = 0$. Cette représentation est toutefois moins pratique.

L'amplificateur à courants porteurs pour pont de Wheatstone de la figure F-94 est un exemple d'application de ce montage. La tension continue de déséquilibre v est appliquée au modulateur qui délivre une tension continue hachée. Après amplification, cette tension est détectée par un détecteur de phase comportant les diodes D_3, D_4 en montage en pont avec l'enroulement à point milieu du transformateur T_2 et les

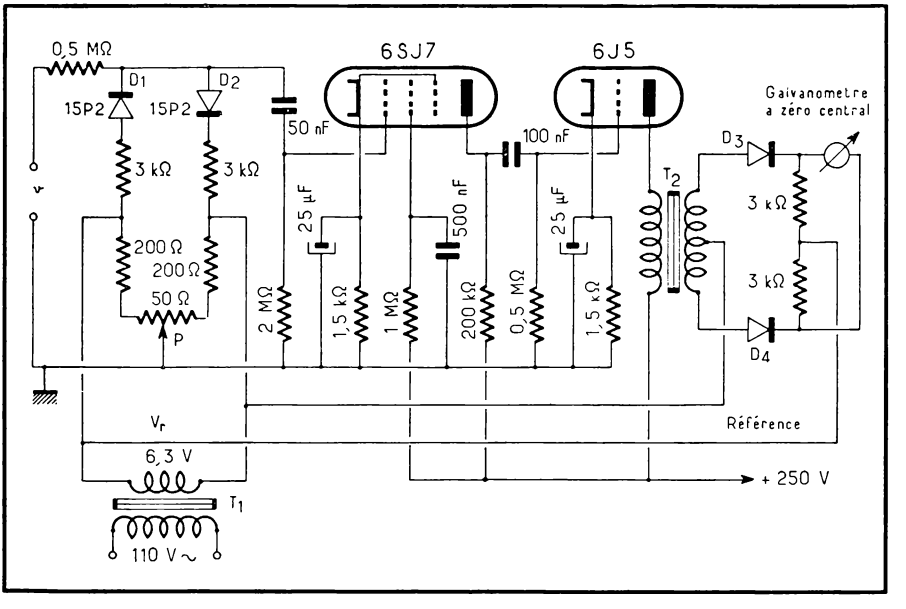


Fig. F-94. — Amplificateur à courants porteurs utilisant un modulateur à diodes et un détecteur de phase.

deux résistances R_5 et R_6. La tension de référence V_r est appliquée à la diagonale horizontale de ce pont, ce qui restitue à la détection la polarité du signal v. La lecture peut se faire par un galvanomètre à zéro central que l'on pourrait remplacer par un relais polarisé pour réaliser un pont asservi. La tension de mesure v peut être continue ou de fréquence nettement inférieure à V_r.

F. 19. — Modulation par la grille

On peut obtenir une modulation en injectant f_p et f_m dans la même grille d'un tube amplificateur dont les potentiels des électrodes sont judicieusement choisis pour que le tube fonctionne sur une partie courbe de sa caractéristique I_p/E_g. Dans le montage de la figure F-95,

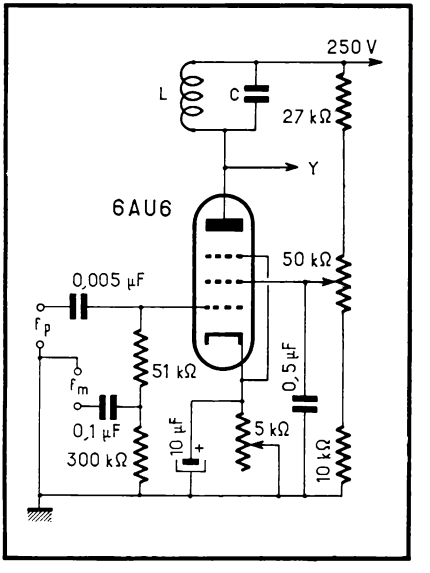


Fig. F-95. — Modulation d'une pentode par la même grille.

nous avons ajusté expérimentalement par potentiomètres les tensions écran et cathode d'une pentode à pente fixe. On injecte f_p et f_m au moyen d'un circuit séparateur simple dans la grille de commande, et on élimine la composante f_m qui se retrouve dans le circuit anodique (car le tube amplifie aussi bien f_p que f_m !) par un circuit oscillant accordé sur f_p.

Nous avons ainsi obtenu l'onde modulée de la figure F-96 qui correspond, évaluation faite comme précédemment, à un taux de modulation de 72 %. Le trapèze de modulation correspondant (fig. F-97) accuse un déphasage comme s'il avait légèrement tourné autour de son axe vertical. En corrigeant la phase comme nous l'avons fait maintes fois, le trapèze devient digne de son nom (fig. F-98). Les côtés inclinés sensiblement rectilignes de ce trapèze indiquent une bonne linéarité de modulation.

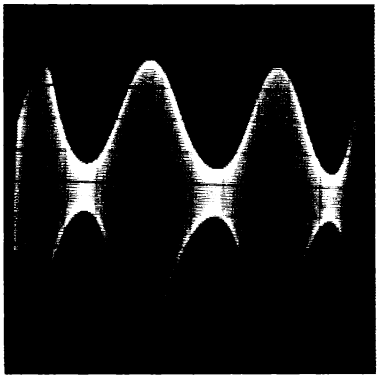


Fig. F-96. — Onde modulée par ce modulateur.

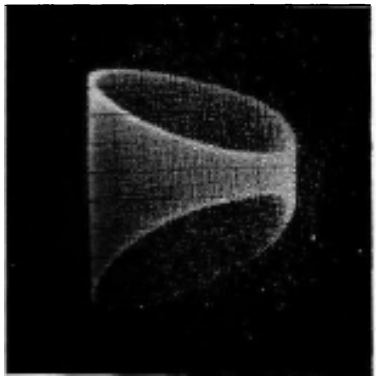


Fig. F-97. — Trapèze de modulation affecté de déphasage.

En poussant encore la tension de modulation, on arrive à la surmodulation qui apparaît sur les oscillogrammes F-99 et F-100. Tandis que l'amplitude de la porteuse peut encore augmenter (en supposant que le modulateur « encaisse »), elle ne peut pas descendre au-dessous du zéro aux alternances négatives, et il s'ensuit que pendant un temps plus ou moins long du cycle, il n'y a pas de porteuse du tout.

Au lieu d'injecter f_p et f_m dans la même grille, on peut également les envoyer sur deux grilles différentes. Dans le cas d'une pentode, par exemple, on peut envoyer la porteuse sur la première grille et appliquer la modulation à la grille suppresseuse. Toutefois, la pente du suppresseur est faible et demande une tension de modulation relativement élevée. Afin d'éviter un courant grille, une polarisation négative suffisante du suppresseur est indispensable. Les tubes mélangeurs hexodes et heptodes, spécialement créés pour cette application, sont alors préférables.

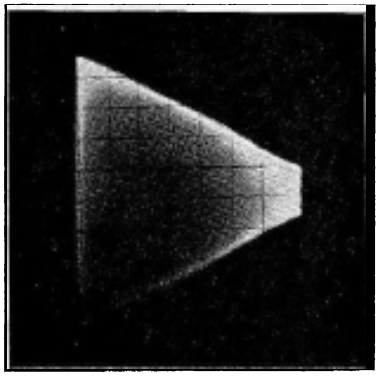


Fig. F-98. — Trapèze de modulation, taux de 72 %.

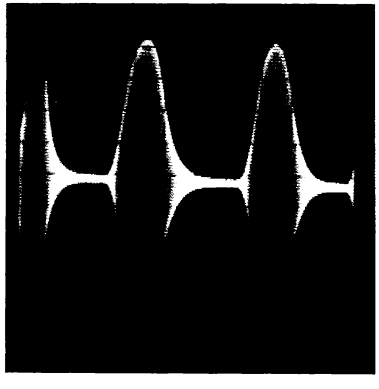


Fig. F-99. — Porteuse surmodulée.

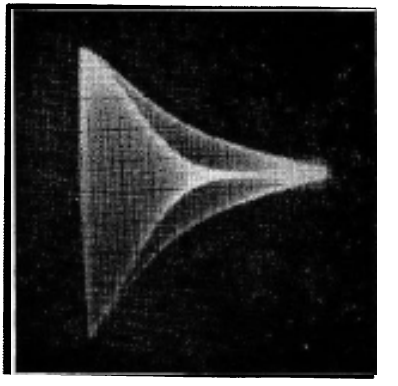


Fig. F-100. — Trapèze indiquant la surmodulation, déphasage.

F. 20. — Oscillateur modulé par la grille

Comme un tube mélangeur à plusieurs grilles ne nous fournirait pas de nouveaux renseignements, nous envisagerons plutôt son emploi comme oscillateur modulé. Le schéma de la figure F-101 se prête bien à la réalisation d'hétérodynes modulées et de générateurs de service. La cathode, la première grille et l'écran constituent un oscillateur à couplage électronique ECO engendrant la fréquence porteuse f_p. La modulation est appliquée à la troisième grille, et une bobine d'arrêt H.F. dans la plaque élimine la composante f_m à la sortie.

Comme la polarisation de la grille oscillatrice G_1 varie avec l'oscillation, la profondeur de modulation varie aussi et, si la stabilité de l'amplitude de l'oscillation n'est pas réalisée d'un bout à l'autre de la

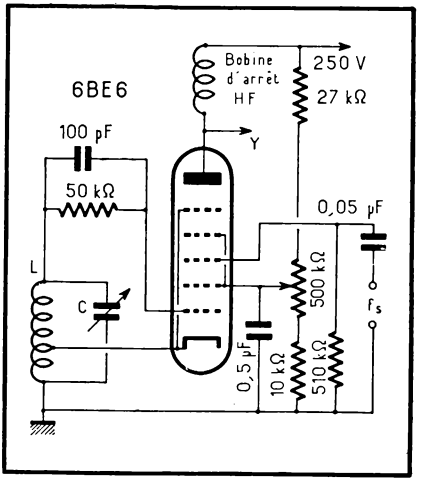


Fig. F-101. — Oscillateur H. F. modulé à hexode ou heptode.

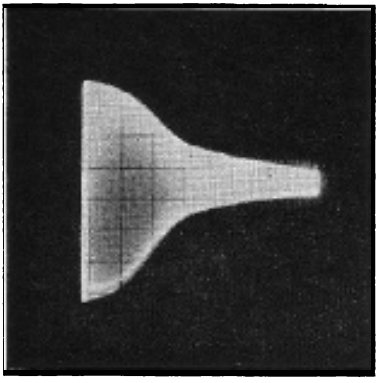


Fig. F-102. — Modulation non linéaire, réglage défectueux des tensions sur les électrodes.

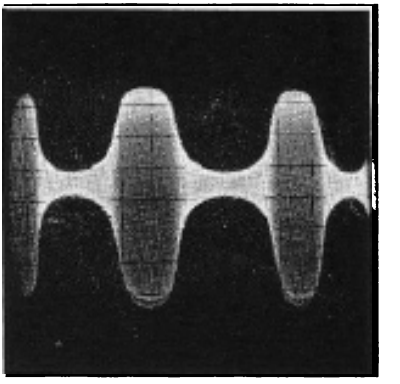


Fig. F-103. — L'onde modulée correspondante.

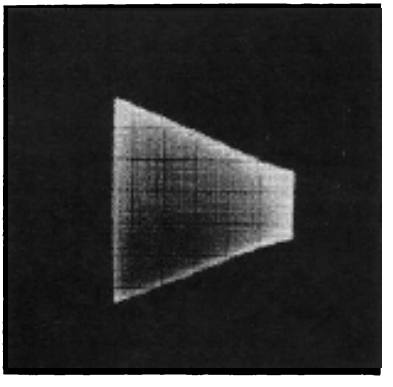


Fig. F-104. — Trapèze de modulation correct, taux 52 %.

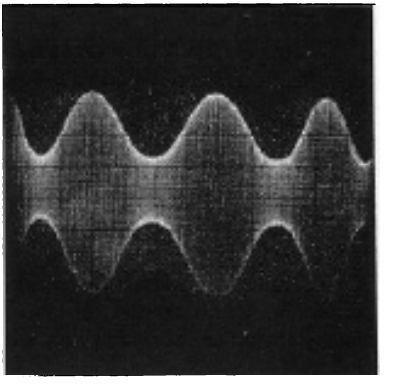


Fig. F-105. — L'onde modulée correspondante.

gamme, le taux de modulation ne sera pas constant non plus. Il est nécessaire d'ajuster avec soin la tension d'écran et le signal. Les figures F-102 et F-103 montrent une forte distorsion de modulation due à un réglage défectueux des tensions sur les électrodes. Les sommets positif et négatif aplatis indiquent une saturation.

En ajustant avec soin les conditions de fonctionnement du tube, nous avons pu obtenir une onde proprement modulée à 52 % (fig. F-104 et F-105). Avec un taux plus élevé, la qualité de la modulation se détériore ; mais comme une hétérodyne est généralement modulée à 40 %, on peut accepter ce résultat. La combinaison de tensions écran et grille incorrectes avec une tension de modulation exagérée a produit les oscillogrammes F-106 et F-107 qui montrent bien la création de nouvelles composantes de modulation (donc indésirables) au voisinage des sommets négatifs de modulation.

F. 21. — Modulateur à couplage cathodique

L'auteur a conçu un montage modulateur qui se distingue par sa très grande simplicité et l'absence de tout réglage délicat (1). C'est une double triode montée avec une résistance cathode R_c commune recevant f_p et f_m sur ses deux grilles (fig. F-108). La tension modulée apparaît sur la cathode, à basse impédance, ce qui est avantageux. Une bobine d'arrêt H.F. est nécessaire pour éliminer la composante f_m à la sortie. Le seul élément à ajuster est la résistance R_c.

Avec ce montage « sans histoires », nous avons obtenu le trapèze de modulation de la figure F-109 pour un taux de modulation de 78 %.

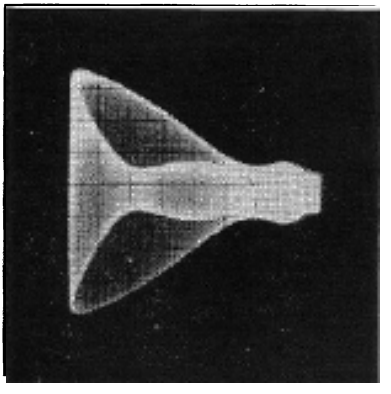


Fig. F-106. — Surmodulation, tension grille et écran incorrectes.

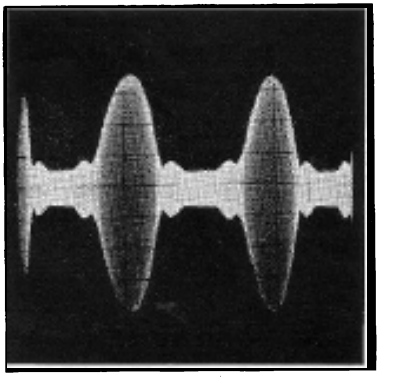


Fig. F-107. — L'onde modulée correspondante.

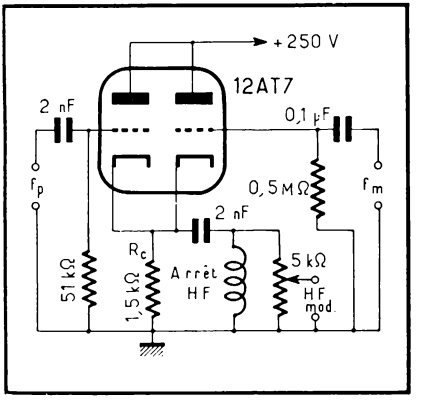


Fig. F-108. — Modulateur à couplage cathodique.

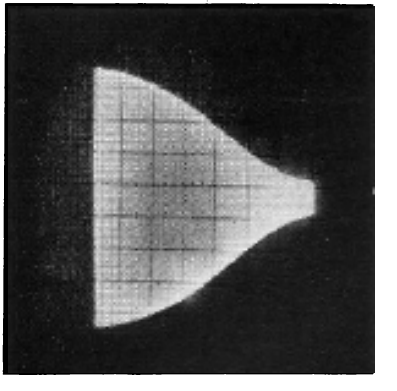


Fig. F-109. — Modulation à 78 % obtenue avec ce modulateur.

(1) Voir *Toute la Radio*, n° 129, oct. 1948.

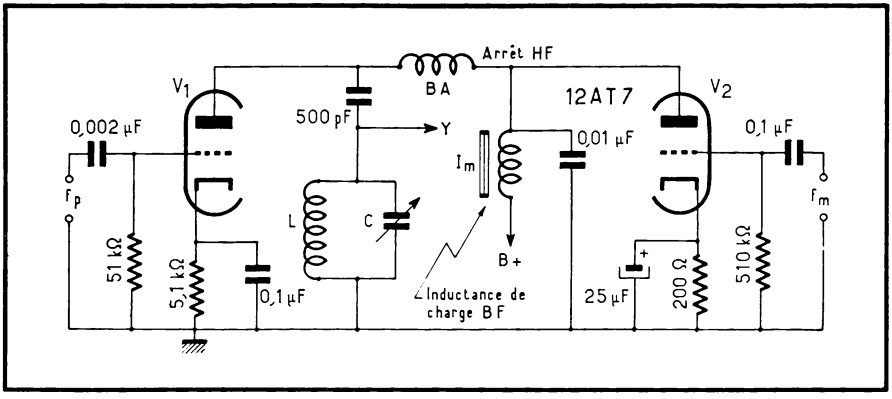


Fig. F-110. — Montage pour l'étude de la modulation plaque.

Bien qu'il présente une certaine distorsion (qui disparaît d'ailleurs pour une profondeur de modulation plus faible), il est parfaitement utilisable pour la modulation d'une hétérodyne. Le manque de paramètres influant sur la qualité de la modulation nous empêche de présenter d'autres oscillogrammes.

F. 22. — La modulation anodique

Les modulateurs étudiés jusqu'ici travaillent essentiellement à faible puissance. On peut alors très bien se contenter d'un seul tube oscillateur-modulateur, ou d'un oscillateur suivi d'un modulateur servant d'étage de sortie. Dans les émetteurs, on trouve généralement un pilote à quartz à haute stabilité suivi de plusieurs étages amplificateurs, et la modulation n'a lieu que dans l'étage final ou celui qui le précède immédiatement. On utilise alors fréquemment la modulation anodique.

Pour étudier le fonctionnement d'un tel modulateur (à faible puissance), nous avons utilisé le montage de la figure F-110. L'élément gauche V_1 d'une double triode reçoit sur sa grille la porteuse f_p. Dans le circuit plaque nous trouvons d'une part un chemin H.F. constitué par un circuit oscillant LC accordé sur f_p et couplé par capacité, et d'autre part le chemin de l'alimentation et de la modulation constitué par une bobine d'arrêt BA bloquant la H.F. et une inductance à fer L_m servant à la modulation. En effet, L_m est aussi l'impédance de charge du tube V_2 qui reçoit la tension de modulation f_m sur sa grille. La tension aux bornes de L_m varie donc au rythme de la modulation, suivie, de ce fait, par la tension plaque de V_1, provoquant ainsi la modulation de f_p par f_m.

Comme le courant plaque de V_2 ne doit pas devenir nul, sous peine d'une distorsion B.F. (cas d'un seul tube travaillant en classe A), nous avons fait fonctionner ce tube avec un courant plaque plus élevé que

celui de V_1 en jouant sur les résistances cathode. (Dans les émetteurs, V_1 fonctionne généralement en classe C, et à la place de V_2 on trouve un push-pull classe B pour éviter la saturation du circuit magnétique du transformateur par le courant anodique continu).

Avec notre montage, nous avons obtenu le trapèze de modulation de la figure F-111 qui présente certaines non-linéarités. Le taux de modulation est cependant de 81 %. A des taux plus faibles, la modulation est linéaire. Notons toutefois qu'un modulateur anodique bien étudié et réalisé est capable d'une très bonne qualité de modulation à un taux élevé.

F. 23. — Détection, démodulation et redressement

La détection ou démodulation a pour objet l'extraction d'une porteuse modulée de l'information utile ; c'est le procédé inverse de la modulation que nous venons d'examiner. Selon le type de modulation,

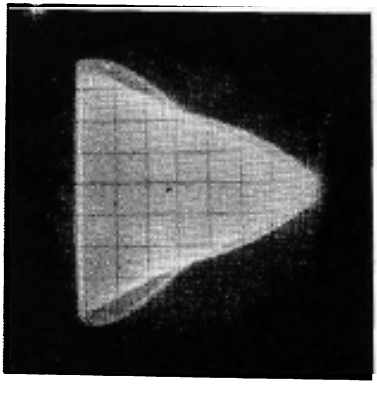


Fig. F-111. — Trapèze de modulation obtenu avec ce modulateur.

on utilise un détecteur d'amplitude, de fréquence ou de phase, suivi d'un filtre pour éliminer les résidus de la porteuse qui n'est plus utile.

Logiquement, l'étude des détecteurs devrait se trouver ici ; toutefois, comme ils font partie de l'amplificateur à fréquence intermédiaire des radiorécepteurs et téléviseurs, nous les examinerons dans les chapitres correspondants. Ici, nous allons maintenant étudier une fonction qui s'apparente à la détection : le redressement.

F. 24. — Redresseurs à une alternance

Les redresseurs de puissance constituent une classe spéciale de détecteurs destinés à la conversion du courant alternatif en courant continu dans les blocs d'alimentation des montages électroniques. On utilise à cet effet des tubes à vide ou à remplissage gazeux, à cathode chaude ou froide, avec ou sans électrode de commande, ainsi que des dispositifs semiconducteurs. Tous ces dispositifs ont une caractéristique commune : ils opposent une faible résistance au courant dans le sens direct, et une résistance très élevée (infinie dans le cas des tubes à

vide) dans le sens inverse. Par analogie avec la valve des chambres à air, on utilise volontiers le terme valve.

Le montage de la figure F-112 permet d'étudier le comportement d'un redresseur simple. Nous avons utilisé un élément à oxyde de cuivre, mais les autres types de redresseurs donnent des résultats semblables. Comme la résistance inverse d'un tel élément n'est pas infinie, une

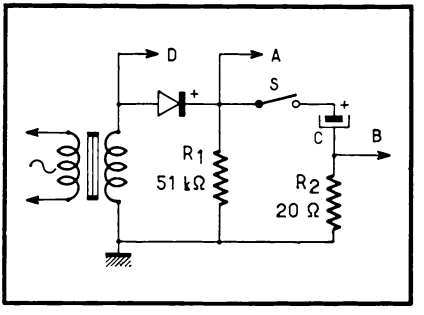


Fig. F-112. — Redresseur sec à une alternance.

résistance de charge R_1 est nécessaire pour qu'une tension redressée apparaisse à la sortie. En effet, pour que le redressement s'effectue dans de bonnes conditions, il est nécessaire que R_1 soit grande par rapport à la résistance directe, et petite par rapport à la résistance inverse du redresseur qui constitue en somme avec R_1 un diviseur de tension. Ainsi, il y aura une tension de sortie pour la seule alternance pendant laquelle le redresseur conduit.

Avec un commutateur électronique, nous avons obtenu l'oscillogramme F-113 où on voit, en haut, la tension redressée prélevée en A, et en bas la tension alternative en D. L'interrupteur S étant ouvert, le condensateur de filtrage C était débranché. On voit bien le passage des seules alternances positives. On distingue un faible courant inverse à

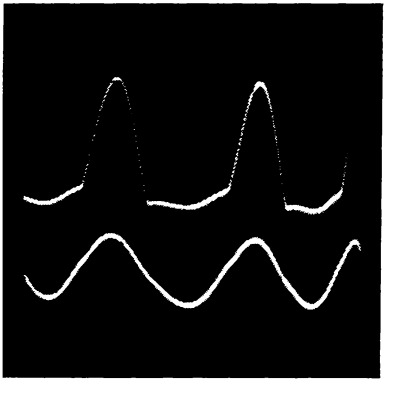


Fig. F-113. — L'onde redressée sans condensateur de filtre en haut, référence 50 Hz en bas.

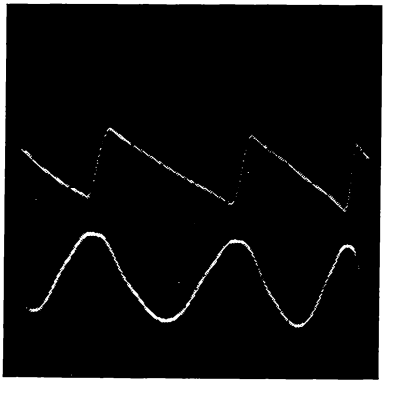


Fig. F-114. — La tension ondulée aux bornes du condensateur en haut, référence 50 Hz en bas.

l'endroit du sommet de l'alternance négative ; cet effet n'existe pas avec les tubes à vide. La légère remontée de la ligne de base indique seulement une constante de temps insuffisante de la liaison capacitive du commutateur électronique.

La tension redressée n'est pas continue, mais pulsée. En fermant S, on voit la tension aux bornes du condensateur C (fig. F-114, en haut) par rapport à la tension alternative de référence ; c'est une onde en dents de scie dont la montée brève correspond à la charge, et la descente lente à la décharge de C. (Il faut bien se rendre compte du fait que l'ondulation résiduelle que représente l'amplitude de cette dent de scie est faible devant la tension redressée ; pour la montrer, nous avons augmenté le gain de l'amplificateur.)

En augmentant la capacité de C, on réduit l'amplitude de l'ondulation résiduelle ou ronflement. Sur la figure F-115 obtenue par double

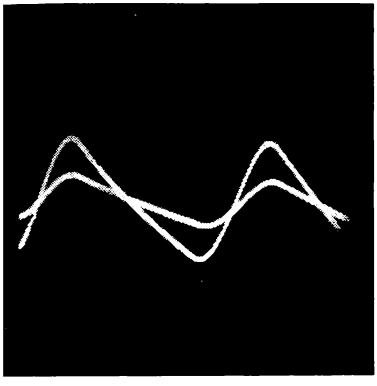


Fig. F-115. — Tension de ronflement pour différentes valeurs de capacité de filtrage.

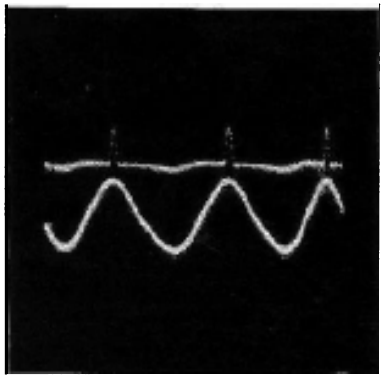


Fig. F-116. — Courant de charge dans le condensateur (impulsions).

exposition, la dent de scie à forte amplitude correspond à une capacité de 8 μF, et l'autre à 24 μF. Comme le gain de l'amplificateur n'a pas été modifié, la réduction du ronflement est évidente.

Mais il y a une autre observation à faire. Le condensateur ne peut se charger que pendant le temps où sa tension aux bornes est inférieure à la tension redressée qu'il reçoit. En augmentant C, la portion du cycle réservée à la charge diminue, et le redresseur doit fournir toute l'énergie à consommer pendant un temps plus court, donc sous forme d'une intensité plus grande. Ce travail intense, bien que court, peut surcharger le redresseur ; c'est pourquoi les constructeurs spécifient toujours la capacité maximale à la sortie du redresseur permise à une tension donnée.

On peut d'ailleurs « voir » le courant de charge passant dans le condensateur en branchant l'une des entrées du commutateur électronique au point B, c'est-à-dire aux bornes de la résistance R_2 montée en série avec C (fig. F-116). C'est seulement pendant la durée des

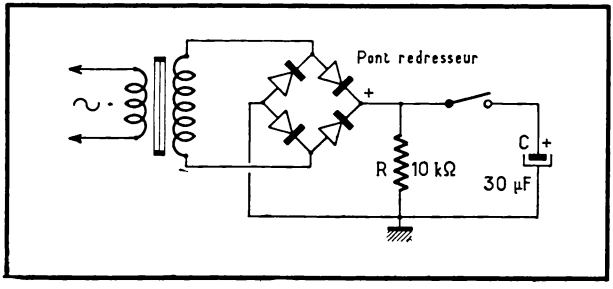


Fig. F-117. — Redressure sec à deux alternances monté en pont.

impulsions (qui représentent à peu près le dixième de la durée du cycle total ici) que le condensateur doit emmagasiner toute l'énergie qu'il aura à débiter. Comme la décharge de la même quantité d'énergie s'étale sur un temps pratiquement dix fois plus grand, on n'aperçoit pas le courant de décharge sur cet oscillogramme, bien qu'il passe dans la même résistance.

F. 25. — Redresseurs à deux alternances

Le redresseur à deux alternances de la figure F-117 utilise quatre éléments redresseurs au sélénium montés en pont. C étant débranché, on obtient les oscillogrammes de la figure F-118 montrant la tension redressée en haut et la tension alternative de référence en bas. Cet oscillogramme illustre bien le terme de redressement, car tout se passe comme si les alternances négatives étaient basculées de bas en haut pour s'aligner avec les alternances positives.

En fermant l'interrupteur branchant C, on obtient ici une dent de scie de fréquence double du réseau (fig. F-119), soit 100 Hz, car le condensateur se charge et se décharge deux fois à chaque période. De

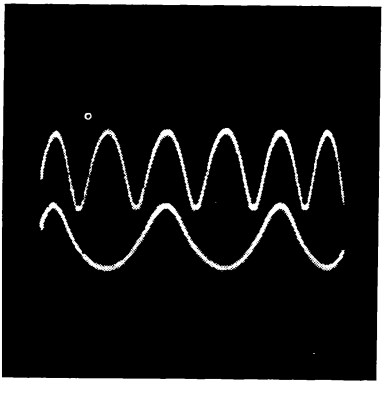


Fig. F-118. — Redressement des deux alternances, pas de condensateur de filtrage. En bas, référence 50 Hz.

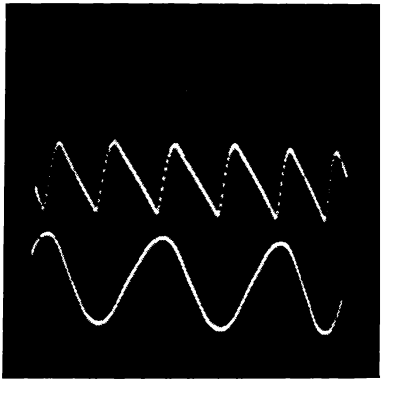


Fig. F-119. — Tension de ronflement sur le condensateur de filtrage. Référence 50 Hz en bas.

ce fait, le ronflement est plus faible, donc plus facile à filtrer. De plus, comme sa fréquence est deux fois plus grande qu'en redressement monoalternance, le filtre est aussi deux fois plus efficace.

On obtient des résultats semblables avec un redresseur biplaque normal (fig. F-120) dont le fonctionnement correct est indiqué par un

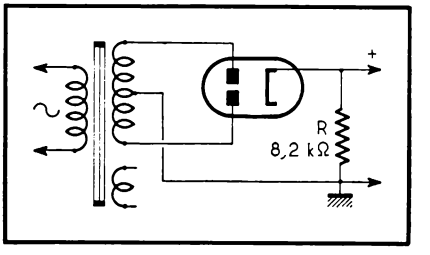


Fig. F-120. — Redresseur à deux alternances à tube à vide.

oscillogramme comme celui de la figure F-121. (Le manque de linéarité horizontale est imputable à la base de temps.) Si l'on obtient des alternances inégales comme sur la figure F-122, la faute en revient soit à une émission électronique inégale des deux sections de la valve, soit à une dissymétrie de l'enroulement haute tension du transformateur. Ce défaut n'est d'ailleurs pratiquement guère gênant s'il n'est pas trop prononcé.

F. 26. — Redresseurs à grille de commande

Les tubes redresseurs à gaz ont, surtout aux intensités élevées, un rendement bien meilleur que les valves à vide, car le gaz une fois ionisé confère au tube une chute de tension fixe d'environ 13 V qui varie très peu avec le courant redressé. Les tubes à gaz à grille de commande (thyratrons) permettent un dosage facile de l'énergie redressée

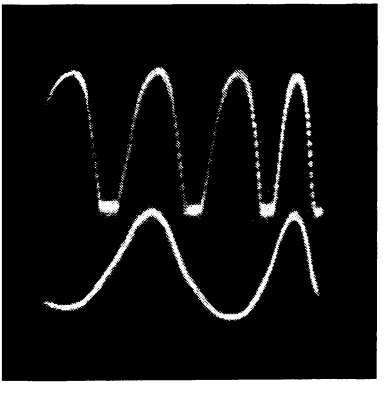


Fig. F-121. — Tension redressée sans condensateur de filtrage, référence 50 Hz en bas.

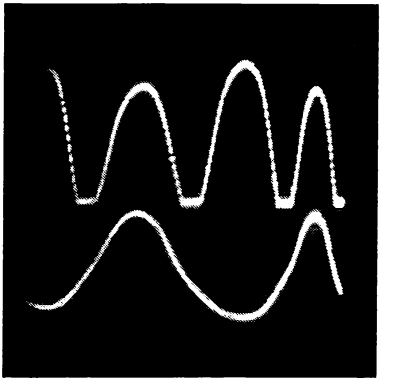


Fig. F-122. — Tension redressée, déséquilibre entre les deux alternances.

en agissant sur la grille. Ils se prêtent donc particulièrement à la réalisation d'alimentations à courant continu à tension variable (sans pertes) pour moteurs d'entraînement à courant continu à vitesse variable, et à bien d'autres applications. En technique des courants forts, on utilise généralement des ignitrons qui sont des tubes à cathode froide. Pour des intensités n'excédant pas 200 mA, le thyratron tétrode 2D21 est largement employé.

Le thyratron ne peut évidemment être conducteur que durant l'alternance rendant l'anode positive par rapport à la cathode. Mais pour que l'ionisation se produise, il faut que la polarisation de la grille n'excède pas une fraction donnée de la valeur instantanée de la tension alternative. Ainsi, suivant la valeur de cette polarisation, le début de la conduction peut être plus ou moins retardé. En revanche, la grille n'a plus d'action sur le tube une fois ionisé, et la conduction se poursuit jusqu'à un point très proche de la fin de l'alternance et qui correspond au potentiel de déionisation du tube. On peut donc faire varier la puissance redressée entre de larges limites en déplaçant le point d'ionisation par une variation de la polarisation.

On peut commander la grille par une tension continue variable. Mais ce procédé a l'inconvénient de limiter le déplacement du point d'ionisation au quart de la période, entre le début et le sommet de l'alternance positive, ce qui réduit la variation possible de la tension redressée. De plus, une source auxiliaire de tension continue est nécessaire. Nous avons fait appel à la commande par tension alternative déphasée qui permet de déplacer le point d'ionisation sur presque toute la durée de l'alternance et de faire varier ainsi la tension redressée entre le maximum et une valeur très faible.

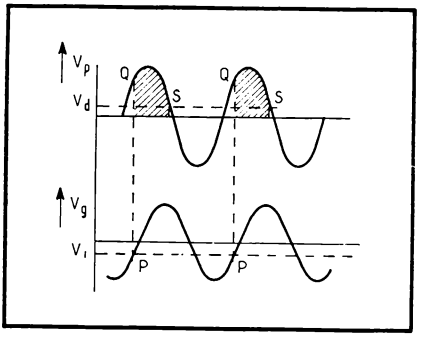
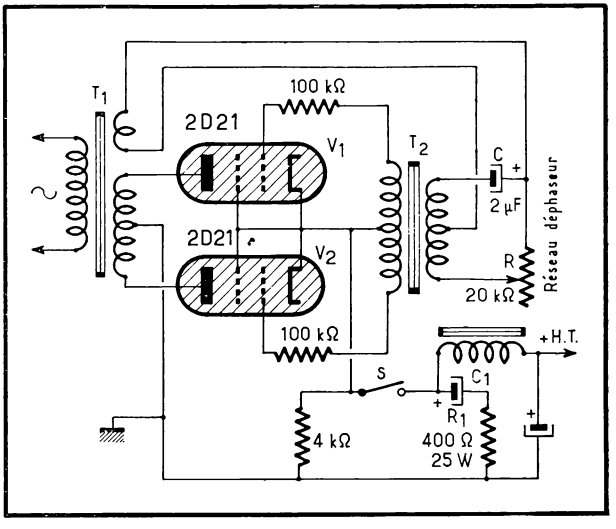


Fig. F-123. — Action d'un redresseur à grille de commande.

Le principe de cette commande par tension déphasée ressort de la figure F-123. On voit en haut la tension alternative V_p appliquée à l'anode et en bas la tension grille V_g au même instant. V_i est la polarisation qui correspond à l'ionisation du tube. Au point P ($V_g = V_i$) correspond le point Q qui marque le début de la conduction, laquelle se poursuit jusqu'au point S, proche de la fin de l'alternance. L'énergie redressée est proportionnelle à la surface hachurée entre Q et S.

Un circuit déphaseur simple permet un déphasage en arrière variable de V_g par rapport à V_p. On peut ainsi déplacer Q entre O et S et étendre ou rétrécir la surface hachurée.

Le montage utilisé est représenté sur la figure F-124. Les plaques des thyratrons V_1 et V_2 sont reliées aux extrémités du transformateur d'alimentation T_1, et les cathodes sont réunies et branchées sur la prise milieu du secondaire du transformateur T_2 dont les extrémités vont aux



F-124. — Redresseur deux alternances à thyratrons.

grilles. Le primaire de ce transformateur est relié à un enroulement de T_1 au moyen des éléments déphaseurs RC. En agissant sur la résistance variable R, on déphase V_g par rapport à V_p.

Les figures F-125 à F-128 montrent l'écourtage progressif du cycle de redressement lorsqu'on augmente le déphasage, l'onde sinusoïdale de départ étant superposée comme référence. On voit le déplacement du point Q entre le début et la fin de l'alternance, et on peut reconstituer mentalement les surfaces hachurées correspondantes. (Ces oscillogrammes ont évidemment été relevés avec le condensateur de filtrage C_1 débranché.) Les tensions redressées correspondantes sont de 220, 160, 100 et 22 V respectivement, soit une gamme assez étendue.

On note sur les figures F-125 et F-128 un léger décalage des points Q des deux thyratrons, vraisemblablement dû à un écart entre caractéristiques et particulièrement sensible sur les flancs de la sinusoïde où la variation est rapide. Cette dissymétrie n'a aucun inconvénient.

On peut n'utiliser qu'une moitié de ce montage avec un seul thyratron qui fonctionnera alors en monoalternance. L'oscillogramme correspondant, pour un déphasage à peu près de même valeur que celui de la figure F-126, est reproduit sur la figure F-129 avec le 50 Hz de référence (qui est d'ailleurs ici en opposition de phase).

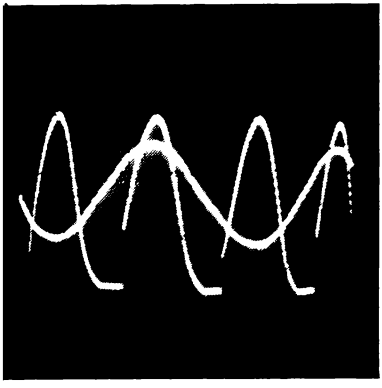


Fig. F-125

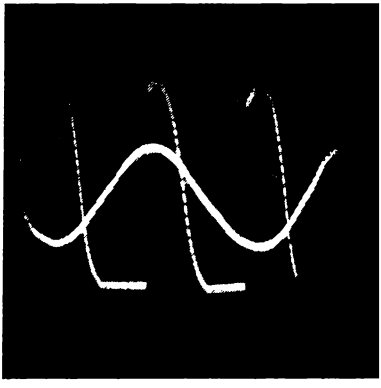


Fig. F-126

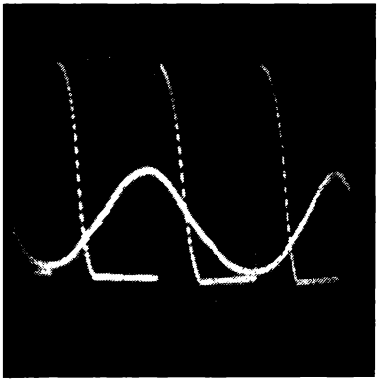


Fig. F-127

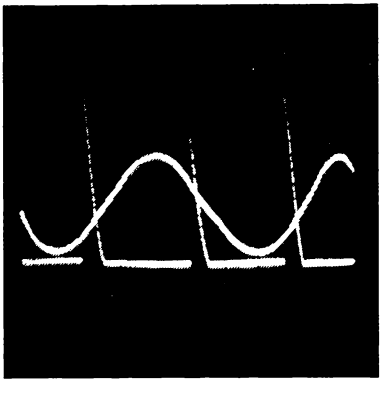


Fig. F-128

F-125 à F-128. — Fonctionnement du redresseur commandé pour des tensions grille de phase différente fixant le point d'ionisation des thyratrons.

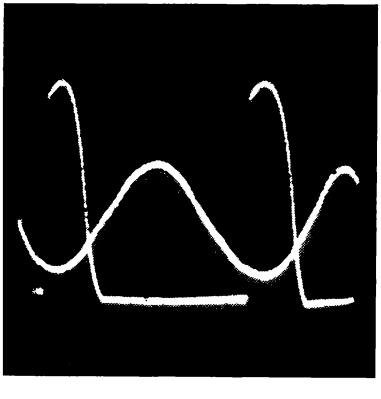


Fig. F-129. — Redresseur à thyratron à une seule alternance.

Un mot encore sur le condensateur d'entrée de filtre C_1. Au moment de la charge, C_1 présente une impédance très faible, et comme le thyratron ionisé a lui aussi une très faible impédance, le courant instantané est intense et peut détruire le tube. Il est donc nécessaire de le limiter par une résistance R_1. Comme l'intensité nominale du courant de crête transitoire admise pour le tube est de 1 A, R_1 sera d'environ 400 Ω (puissance 25 W !) selon la tension du transformateur.

La technique des semiconducteurs a créé un « thyratron solide », le redresseur commandé au silicium, qui se comporte d'une manière très semblable à un thyratron à gaz. Le dispositif reste non conducteur malgré une tension appliquée (qui ne doit toutefois pas dépasser une certaine valeur) tant qu'une tension de valeur déterminée n'est pas appliquée à son électrode de commande. La conduction une fois commencée ne cesse alors qu'à la fin de l'alternance. Le redresseur commandé est déclenché au point voulu par variation de phase, tout comme le thyratron, et on obtient des oscillogrammes semblables.

G

ESSAI DES AMPLIFICATEURS B. F. ET RADIORÉCEPTEURS

Les ingénieurs et techniciens se trouvent généralement en présence d'un montage complet. Ayant examiné les circuits actifs et passifs fondamentaux qui composent tout ensemble, il nous est plus facile maintenant d'étudier les montages courants composés de ces éléments. Nous verrons les techniques oscilloscopiques qui en permettent l'examen.

G. 1. — L'examen des amplificateurs B.F.

Un amplificateur basse fréquence doit délivrer la puissance requise avec la plus grande fidélité possible. Cela signifie qu'il faut réduire au minimum les distorsions de tout genre. Comme nous avons déjà examiné dans la section précédente les effets de la surcharge et du choix incorrect du point de fonctionnement, nous étudierons ici les distorsions de fréquence, de phase, d'intermodulation et de transitoires, sans revenir sur ce qui a déjà été dit.

Nos investigations portent sur un amplificateur-type représenté sur la figure G-1. La pratique courante consiste à remplacer la bobine mobile du haut-parleur par une résistance ohmique équivalente, de 4 à 10 Ω. Cette méthode permet non seulement de travailler dans le silence, mais élimine aussi les effets souvent étonnants de l'impédance acoustique motionnelle de la bobine mobile sur l'ensemble de la chaîne B.F. (On peut d'ailleurs éliminer ces effets en calant la bobine mobile pour lui interdire tout déplacement. Il ne reste alors plus qu'une inductance et une résistance ohmique.)

Il faut toutefois bien se rendre compte du fait que les mesures faites sur cette résistance terminale ne reflètent que le comportement de l'amplificateur, et non pas du système électroacoustique entier. Pour l'étude de ce système complet, il faudrait disposer d'une chambre sourde, d'un microphone étalon captant le son du haut-parleur, d'amplificateurs de laboratoire pour amplifier sans distorsion et avec un gain connu la tension du microphone, des voltmètres de sortie et analyseurs

de forme d'onde de précision. Autant dire que ces mesures ne sont qu'à la portée d'un laboratoire spécialisé, très bien équipé.

Notre amplificateur expérimental comporte une boucle de contre-réaction englobant tout l'amplificateur, transformateur de sortie compris. Pour étudier l'effet de ce système, on peut ouvrir la boucle au moyen de l'interrupteur S et supprimer ainsi la contre-réaction.

G. 2. — Essais en ondes rectangulaires

Une onde rectangulaire comporte un grand nombre d'harmoniques, et toute perturbation de l'amplitude et de la phase relatives de ces harmoniques entraîne une déformation caractéristique de la forme d'onde, clairement visible, dont l'interprétation explique le comportement de l'amplificateur dans des conditions déterminées. Voilà pourquoi les ondes rectangulaires sont largement utilisées pour l'essai des amplificateurs. Comme la musique ou la parole réelles que l'amplificateur doit reproduire se composent d'une multitude d'ondes simultanées d'amplitude, de phase et de fréquence variées, l'essai en ondes rectangulaires reflète mieux les conditions de fonctionnement réelles de l'amplificateur que l'essai en ondes sinusoïdales, et est de ce fait plus réaliste. Toute-

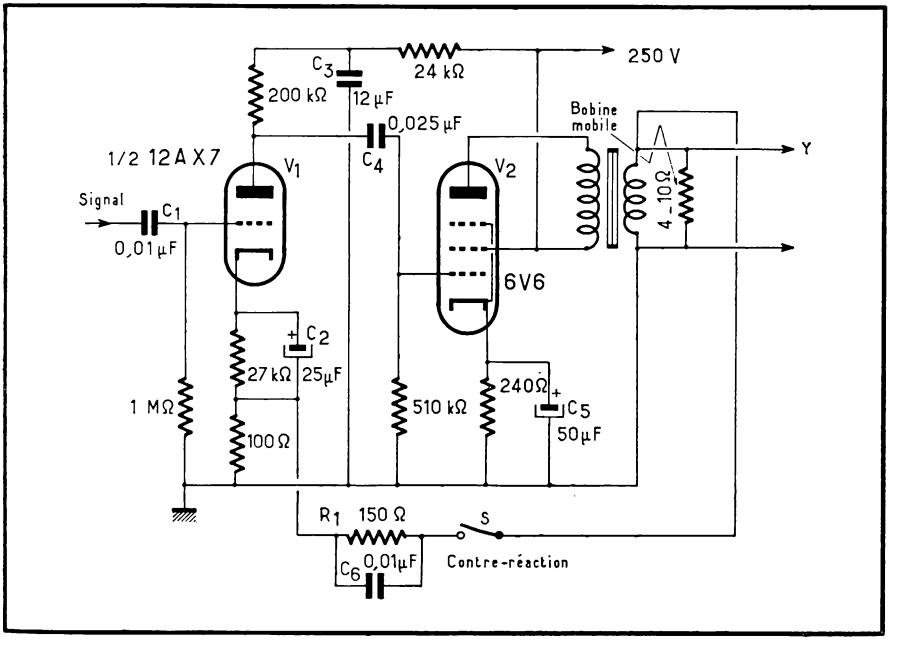


Fig. G-1. — L'amplificateur B. F. étudié comporte une contre-réaction pouvant être débranchée. La résistance de polarisation de V_1 est de 2,7 kΩ.

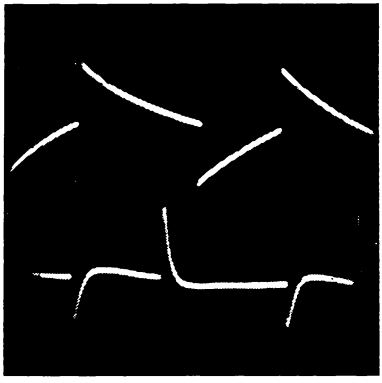


Fig. G-2. — Essai en ondes rectangulaires 50 Hz avec (en haut) et sans contre-réaction (en bas).

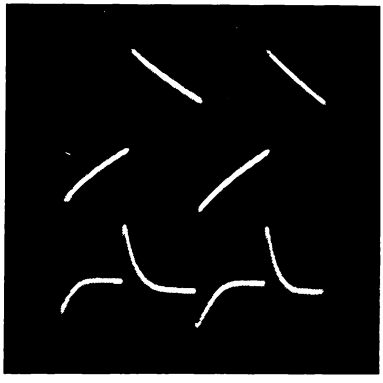


Fig. G-3. — Mêmes conditions, 100 Hz.

fois, si une reproduction correcte de l'onde rectangulaire indique un fonctionnement parfait de l'amplificateur, il importe de pouvoir interpréter les défauts de transmission et analyser les causes pour pouvoir trouver les remèdes.

Dans ce qui suit, l'oscillogramme supérieur correspond au fonctionnement de l'amplificateur avec contre-réaction (interrupteur S fermé), tandis que sur la courbe inférieure, la contre-réaction est éliminée (S ouvert). La tension d'entrée était réglée pour obtenir sensiblement la même tension de sortie ; comme la contre-réaction réduit le gain, il fallait naturellement augmenter le niveau du signal en fermant S.

La figure G-2 montre la réponse de notre amplificateur à un signal rectangulaire de 50 Hz. Les flancs abrupts (composantes de fréquences supérieures) sont bien reproduits, mais les parties horizontales disparaissent complètement en bas, et sont fortement inclinées en haut, ce qui indique un affaiblissement et un déphasage de la fondamentale (50 Hz) et des premiers harmoniques. A noter que la contre-réaction apporte ici une amélioration sensible.

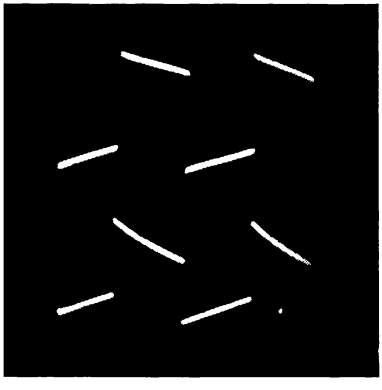


Fig. G-4. — Essai à 100 Hz avec condensateur d'entrée de 0,1 μF.

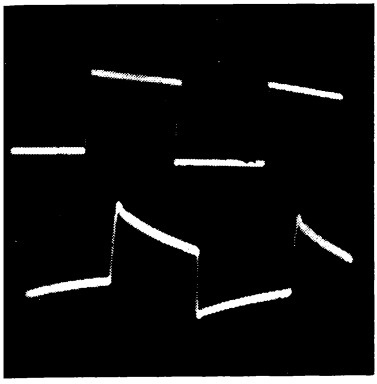


Fig. G-5. — Onde rectangulaire 1 000 Hz.

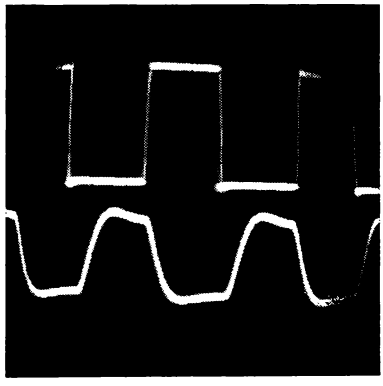


Fig. G-6. — Onde rectangulaire 10 kHz.

Les oscillogrammes relevés à 100 Hz (fig. G-3) ne montrent qu'une légère amélioration. Toutefois, en remplaçant le condensateur d'entrée de 10 nF (non compris dans la boucle de contre-réaction !) par un 100 nF, les courbes s'améliorent nettement (fig. G-4).

Une réponse déficiente aux basses fréquences est essentiellement due à deux causes : la capacité insuffisante des condensateurs de couplage et de découplage, et l'inductance trop faible du primaire du transformateur de sortie. Une bonne reproduction des basses exige un transformateur ayant un noyau magnétique de forte section composé de tôles de haute qualité, bobiné avec beaucoup de fil. Un tel transformateur est forcément cher. Nous avons utilisé un modèle radio courant.

A 1 000 Hz, la reproduction de l'onde rectangulaire est bonne avec contre-réaction, mais laisse encore à désirer en l'absence de contre-réaction (fig. G-5). A 10 000 Hz, l'oscillogramme supérieur est bon (fig. G-6) ; mais sur la courbe inférieure, on note un allongement du temps de montée dû à la perte des composantes de fréquences supérieures. A 20 000 Hz, la reproduction de l'onde rectangulaire est tou-

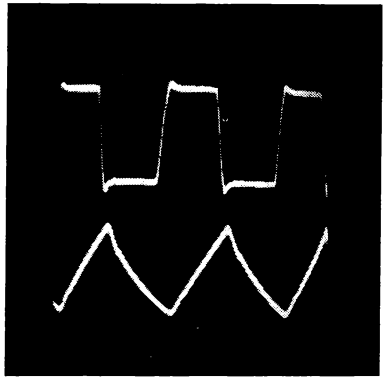


Fig. G-7. — Onde rectangulaire 20 kHz.

jours bonne avec contre-réaction, bien que l'on remarque un léger dépassement et un temps de montée plus long (fig. G-7). En éliminant la contre-réaction, on obtient une onde triangulaire indiquant l'atténuation et le déphasage des composantes haute fréquence.

(En se souvenant qu'une onde rectangulaire donne des impulsions par différentiation et une onde triangulaire par intégration, on pourrait remarquer qu'un amplificateur différencie à l'extrémité inférieure de sa bande passante, et intègre à sa limite supérieure.)

Comme la contre-réaction réduit inévitablement le gain, on peut essayer de limiter son action aux fréquences moyennes et supérieures et augmenter ainsi la réponse aux basses fréquences. En branchant un condensateur de 8 μF dans la boucle en série avec S, nous avons obtenu à la fréquence 180 Hz l'oscillogramme de la figure G-8 où l'arrondissement des sommets indique le relèvement de certaines composantes basse fréquence. Ceci entraîne toutefois un déphasage et éventuellement de l'instabilité. D'ailleurs, au bout du flanc de montée apparaissaient des petites pointes (trop fines pour être visibles sur la photo), indiquant que nous étions au seuil de l'instabilité. En branchant un condensateur de 32 μF, le montage entrait d'ailleurs en oscillation.

En connectant un condensateur de 10 nF aux bornes du primaire, pratique courante dans les récepteurs, nous avons obtenu l'oscillogramme supérieur de la figure G-9 où on note un certain dépassement. Pour cet essai, la résistance de contre-réaction R_1 a été portée à 1 000 Ω, et le condensateur C_6 a été débranché. En court-circuitant R_1, nous avons obtenu l'oscillogramme inférieur de la figure G-9 où le dépassement se transforme en oscillation amortie, dénotant une instabilité. Acoustiquement, cela signifie une distorsion de transitoires se matérialisant par un effet de traînage pour les sons de percussion. Tandis qu'une contre-réaction modérée stabilise le fonctionnement d'un amplificateur, un

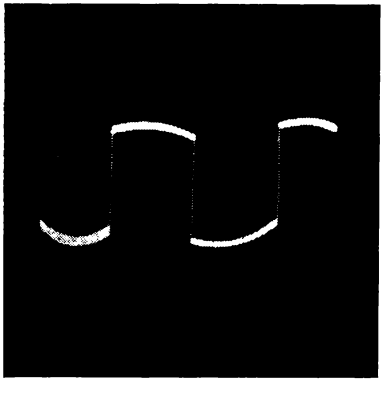


Fig. G.-8. — Relèvement des basses. Fréquence 180 Hz.

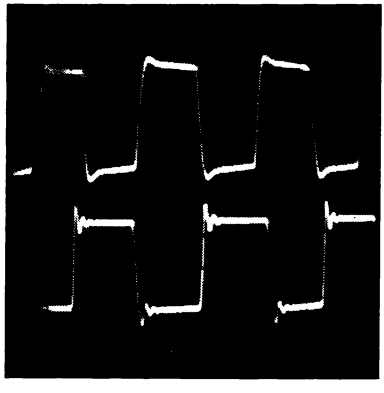


Fig. G-9. — En haut : dépassement dû à un condensateur sur le primaire du transformateur. En bas : en court-circuitant le condensateur de contre-réaction, on amorce des oscillations.

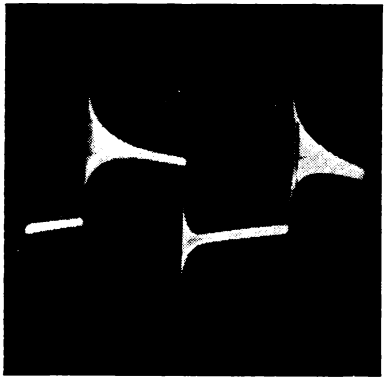


Fig. G-10. — Contre-réaction exagérée produisant des oscillations amorties.

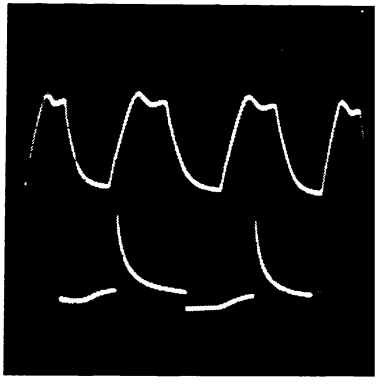


Fig. G-11. — Distorsion due à la surcharge, pas de contre-réaction, à 1 000 Hz (en haut) et 100 Hz (en bas).

excès le rend instable et peut le faire entrer en oscillations (amorties, et même entretenues). Sur la figure G-10, on voit la naissance d'ondes amorties à la fin du temps de montée ou de descente. La fréquence était de 200 Hz.

L'inconvénient de l'essai en ondes rectangulaires, c'est la difficulté de déceler la condition de surcharge d'un amplificateur. On peut ainsi obtenir beaucoup d'oscillogrammes trompeurs. La figure G-11 en montre deux exemples. La fréquence d'essai était de 1 000 Hz en haut, et de 100 Hz en bas. La contre-réaction était débranchée. Avec l'augmentation graduelle du signal, la surcharge se manifeste par l'apparition d'une dissymétrie des alternances positives et négatives. D'ailleurs, si l'augmentation du signal provoque une modification de la forme d'onde, c'est bien un signe de surcharge.

G. 3. — Essais en ondes sinusoïdales

Comme un amplificateur B.F. n'est jamais utilisé pour reproduire des sons purs, les essais en ondes sinusoïdales n'ont qu'un intérêt limité. Ils permettent cependant certaines évaluations impossibles ou malcommodes avec les ondes rectangulaires. Rappelons seulement la mise en évidence du début de la surcharge dont nous avons parlé plus haut.

En injectant une onde sinusoïdale de 25 Hz dans l'entrée de notre amplificateur, nous avons obtenu les oscillogrammes de la figure G-12. La distorsion de la forme d'onde inférieure (pas de contre-réaction) est essentiellement due aux variations d'inductance du transformateur durant le cycle d'aimantation, en raison de la non-linéarité de la caractéristique d'aimantation. On peut voir que la contre-réaction enlève la majeure partie de cette distorsion (courbe supérieure), du fait qu'ici, le transformateur est compris dans la boucle de contre-réaction. Ce ne

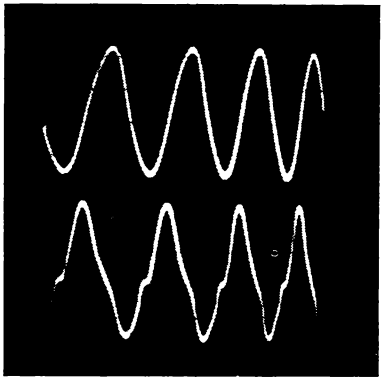


Fig. G-12. — Essai en ondes sinusoïdales 25 Hz, avec (en haut) et sans contre-réaction (en bas).

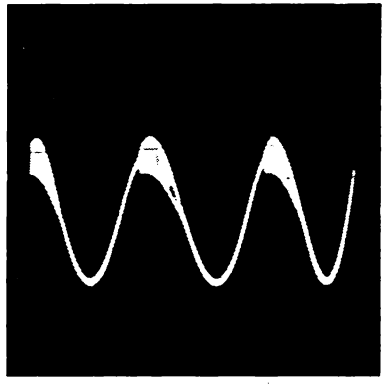


Fig. G-13. — Début d'oscillation en un point de la sinusoïde.

serait pas le cas si la tension de contre-réaction était prélevée sur la plaque du tube V_2.

L'amorçage d'oscillations amorties, déjà montré en ondes rectangulaires sur la figure G-10, apparaît dans les mêmes conditions, mais en ondes sinusoïdales, sur la figure G-13. Ces oscillations démarrent en un point donné du cycle qui est fonction des conditions de polarisation.

Le ronflement dû à un filtrage insuffisant ou à un manque de blindage du circuit d'entrée se manifeste aux fréquences moyennes ou élevées par un épaississement du tracé (Fig. G-14, en haut). Aux basses fréquences, on observe une onde dansante ou multiple (même figure, en bas).

G. 4. — Distorsion de phase

La distorsion de phase ne semble pas être gênante dans les amplificateurs B.F. ; elle l'est certainement dans les amplificateurs vidéofréquence. Tandis qu'il n'y a peu ou pas de distorsion de phase dans les amplificateurs B.F. aux fréquences moyennes, il y a toujours un déphasage appréciable aux extrémités de la bande passante.

On peut afficher des ellipses de phase en reliant les bornes X de l'oscilloscope à l'entrée, et les bornes Y à la sortie de l'amplificateur (voir paragraphe C-3). Bien que nous ayons obtenu aux fréquences moyennes, où le déphasage est nul, une droite allant d'en bas à gauche en haut à droite, on observe à 50 Hz les ellipses de la figure G-15. En l'absence de contre-réaction (ellipse A), on note une certaine distorsion et un déphasage compris entre 90 et 180°. En introduisant la contre-réaction, la distorsion disparaît et le déphasage devient inférieur à 90° (ellipse B).

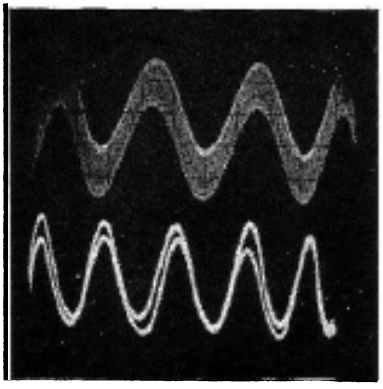


Fig. G-14. — Ronflement aux fréquences moyennes et supérieures (en haut) et basses (en bas).

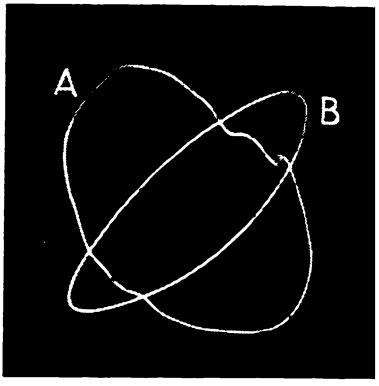


Fig. G-15. — Ellipses de phase entrée/sortie sans (A) et avec contre-réaction (B). Fréquence 50 Hz.

A l'autre bout de la gamme, à 15 000 Hz, le déphasage en l'absence de contre-réaction est d'environ 90° (ellipse A, fig. G-16). En branchant la contre-réaction, le déphasage se réduit à quelques degrés (ellipse B), et en éliminant le condensateur C_6 dans la boucle de contre-réaction, il devient pratiquement nul. On voit donc nettement l'effet correcteur de la distorsion de phase obtenu grâce à la contre-réaction. Il faut toutefois noter que, si la plage sans distorsion de phase est plus étendue avec la contre-réaction, la phase tourne dans ce cas beaucoup plus vite aux extrémités de la bande qu'avec un amplificateur sans contre-réaction.

G. 5. — L'analyse de la distorsion

On notera que nous ne présentons aucun oscillogramme d'essai en ondes sinusoïdales à faible niveau aux fréquences moyennes ou élevées. En fait, de tels oscillogrammes sont toujours parfaits pour tout ampli-

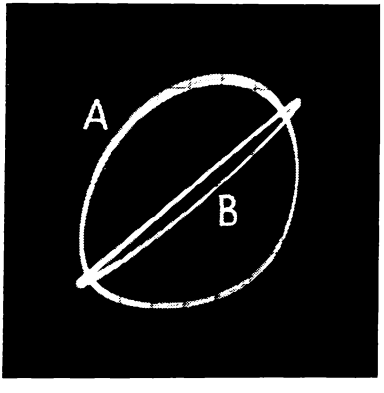


Fig. G-16. — Ellipses de phase comme G-15, fréquence 15 kHz.

ficateur correctement monté, car on ne peut pas discerner de faibles taux de distorsion par cette méthode. Pour évaluer qualitativement et quantitativement la distorsion d'un amplificateur, on se sert d'analyseurs de distorsion ou de distorsiomètres.

Ces appareils sont basés sur l'élimination aussi complète que possible de la fondamentale de l'onde à examiner. Il ne reste alors que les harmoniques et le bruit, et comme ce résidu n'est plus masqué par l'importance de la fondamentale, on peut l'examiner pour ainsi dire à la loupe. De plus, en mesurant d'une part l'amplitude de l'onde complète et d'autre part celle du résidu, on peut tirer de leur relation le taux de distorsion.

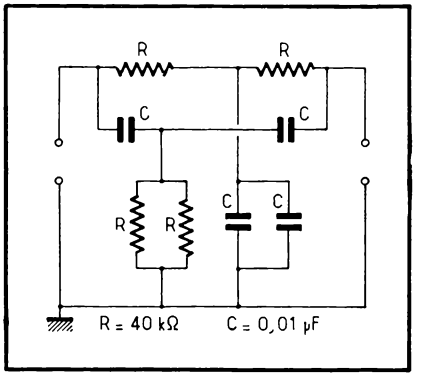


Fig. G-17. — Filtre éliminateur de fréquences à double T.

Les distorsiomètres du commerce sont à fréquences fixes ou accordables sur toute la gamme de fréquences spécifiée. Ce sont des appareils de précision, donc relativement coûteux. Il est toutefois relativement facile de réaliser un petit montage permettant l'analyse qualitative, et dans une certaine mesure même quantitative d'une onde, en se limitant toutefois à des fréquences fixes. Nous avons réalisé à cet effet le filtre à double T de la figure G-17 dont la fréquence d'absorption est d'environ 400 Hz. La fréquence exacte importe d'ailleurs peu, car on peut toujours chercher l'accord avec le générateur B.F. qui sera alors forcément variable.

En revanche, pour que l'absorption de la fondamentale soit aussi complète que possible (et toute la qualité de l'instrument en dépend), il est indispensable de trier au pont quatre résistances R et quatre condensateurs C, pour qu'ils soient égaux à moins de 1 % près. La valeur exacte importe peu, seule compte la très faible tolérance des R et C entre eux. Il est évidemment souhaitable d'utiliser des composants de haute qualité (résistances à couche ou métallisées de précision, condensateurs au mica) pour que ces tolérances étroites laborieusement obtenues au pont de mesures se conservent dans le temps. On les assemble alors sur une plaquette de bakélite en évitant de les brutaliser et on intercale toute l'affaire entre la sortie de l'amplificateur et la borne Y de l'oscilloscope.

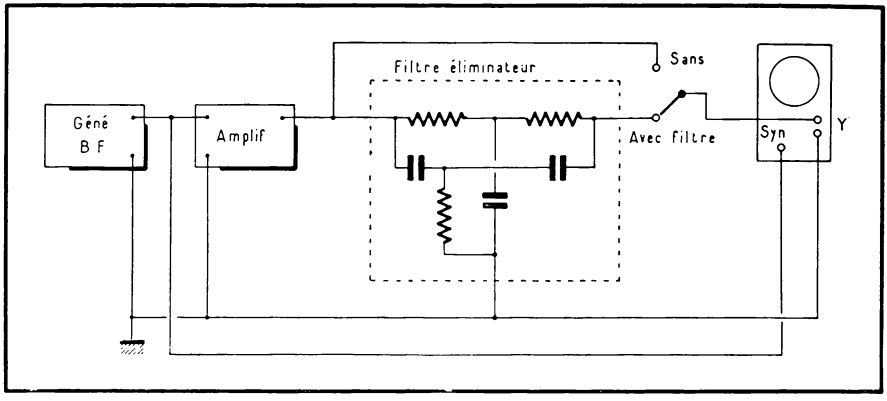


Fig. G-18. — Evaluation de la distorsion avec un filtre à double T.

Pour être sûr de rester synchronisé sur la fondamentale après son élimination par le filtre à double T, il faut se placer sur « synchronisation externe » et relier la borne correspondante au générateur B.F. La figure G-18 montre le branchement de l'ensemble.

Avec ce simple dispositif, nous avons obtenu les oscillogrammes G-19 et G-20, respectivement sans et avec contre-réaction. Dans les deux cas, on voit en haut l'onde à l'entrée du filtre, et en bas, à la sortie du filtre, après élimination de la fondamentale. Pour mieux voir le résidu (en bas), nous avons chaque fois augmenté le gain de l'oscilloscope de dix fois ; autrement, on ne discerne pas grand-chose. Après mise en circuit de la contre-réaction, le niveau du signal a été augmenté pour obtenir dans les deux cas la même amplitude à l'entrée du filtre.

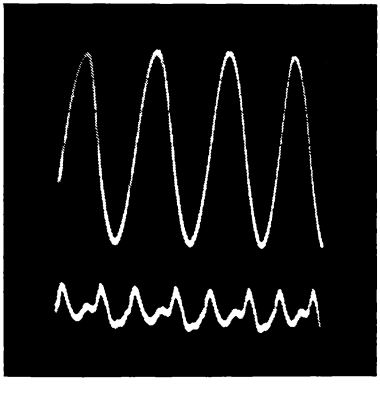


Fig. G-19. — Tension de sortie brute (en haut) et filtrée (en bas). Pas de contre-réaction.

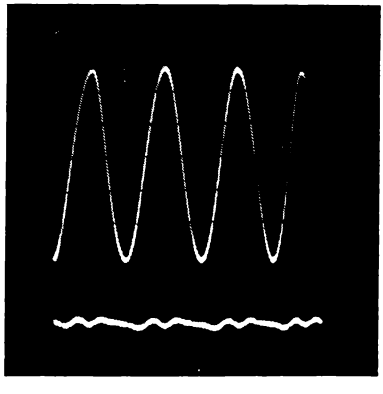


Fig. G-20. — Comme G-19, mais avec contre-réaction.

On voit nettement ici l'effet de la contre-réaction. En évaluant le rapport des amplitudes à l'entrée et à la sortie du filtre, on trouve environ 2 % de distorsion en l'absence de contre-réaction, et peut-être 0,5 % avec contre-réaction. (En raison des amplitudes réduites, aucune mesure précise n'a pu être faite ; d'autre part, l'expression du taux de distorsion par cette méthode n'est qu'approximative.)

En examinant le résidu sur la figure G-19, on voit la prédominance de l'harmonique deux, et aussi la présence d'un harmonique quatre, plus faible. On n'aperçoit aucun harmonique impair. Les composantes du résidu de la figure C-20 ne peuvent pas être identifiées sans amplification supplémentaire. En contemplant uniquement l'onde à la sortie de l'amplificateur, il aurait été impossible de voir que la distorsion est quatre fois plus grande sans contre-réaction, ou de l'évaluer tout au moins approximativement.

En éliminant le condensateur de découplage C_3 de la figure G-1, on aperçoit une forte composante de ronflement se superposant au résidu (fig. G-21) ; la sinusoïde inférieure est une référence de fréquence. Dans la tension de sortie non filtrée par le double T, ce ronflement accru n'était guère perceptible.

G. 6. — La distorsion d'intermodulation

En injectant deux signaux dans un dispositif non linéaire, on module le signal à fréquence plus élevée par l'autre (voir § F-14 et suivants). De même, si un amplificateur reçoit simultanément deux ondes de fréquence différente (ce qui est d'ailleurs normalement le cas), il engendre des sons de combinaison par le mécanisme d'intermodulation si sa caractéristique n'est pas strictement linéaire... et elle l'est rarement. La distorsion d'intermodulation est bien plus gênante que les autres types de distorsion, en particulier lorsqu'il y a des harmoniques d'ordre élevé qui engendrent des sons de combinaison en nombre et intensité élevés. Pour un amplificateur de bonne qualité, on spécifie généralement un taux de distorsion d'intermodulation inférieur à 1 %.

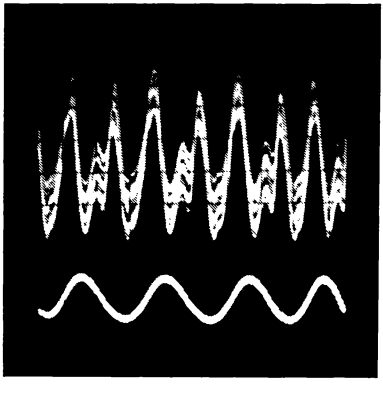


Fig. G-21. — Tension de ronflement dans la tension filtrée.

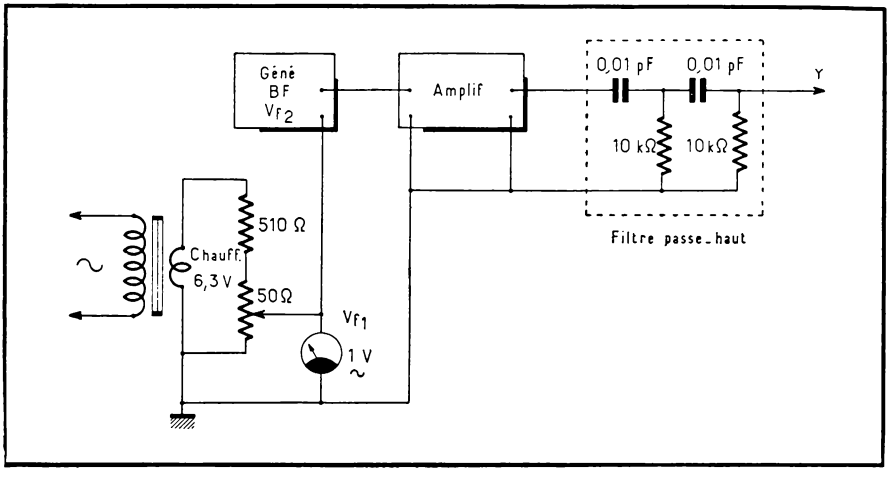


Fig. G-22 (ci-dessus). — **Montage pour l'étude de la distorsion d'intermodulation.**

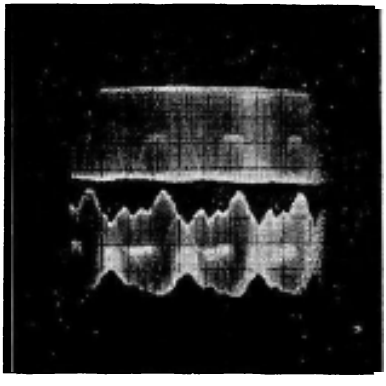


Fig. G-23. — Distorsion d'intermodulation avec (en haut) et sans contre-réaction (en bas).

Il existe des générateurs spéciaux à deux fréquences simultanées pour l'analyse de l'intermodulation. On peut toutefois faire des essais d'intermodulation simples avec le montage de la figure G-22. Le signal de fréquence inférieure est délivré par l'enroulement de chauffage d'un transformateur alimenté par le secteur V_{f1}. Il est monté en série avec un générateur réglé sur 2000 Hz (V_{f2}). La somme des deux signaux attaque l'amplificateur. Un simple filtre passe-haut branché sur la sortie élimine la composante V_{f1} en laissant passer V_{f2}, plus ou moins modulée par V_{f1}. Pour l'observation, on règle le balayage sur 12,5 ou 25 Hz, et on met la synchronisation sur 50 Hz. On observe alors une bande lumineuse dont les bords, droits ou ondulés, indiquent l'importance de l'intermodulation.

Avec ce montage et notre amplificateur expérimental de la figure G-1, nous avons obtenu les oscillogrammes de la figure G-23, en haut, avec, et en bas sans contre-réaction. Les signaux étaient ajustés pour obtenir à peu près la même amplitude dans les deux cas, sans toucher aux réglages de l'oscilloscope. L'oscillogramme supérieur, relevé avec

$V_{f1} = 0,5$ V et $V_{f2} = 1,5$ V ne présente pratiquement pas de distorsion d'intermodulation. En revanche, en l'absence de contre-réaction (en bas), nous avons un taux d'intermodulation d'environ 40 %, malgré les tensions d'attaque réduites ($V_{f1} = 0,2$ V ; $V_{f2} = 0,3$ V). Cet effet peut être attribué à l'action de la contre-réaction qui redresse la caractéristique de fonctionnement. Il est d'ailleurs à noter que l'enveloppe de modulation n'est pas une sinusoïde comme on pourrait s'y attendre, mais comporte des composantes harmoniques vigoureuses, ce qui implique la présence de sons créés spontanément, très désagréables.

La figure G-24 est le résultat d'essais d'intermodulation effectués

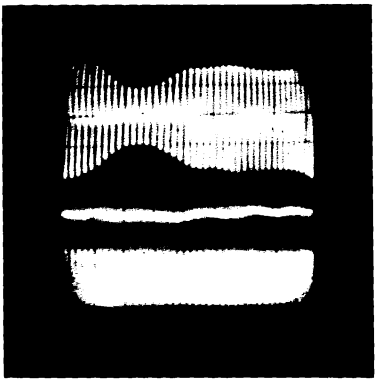
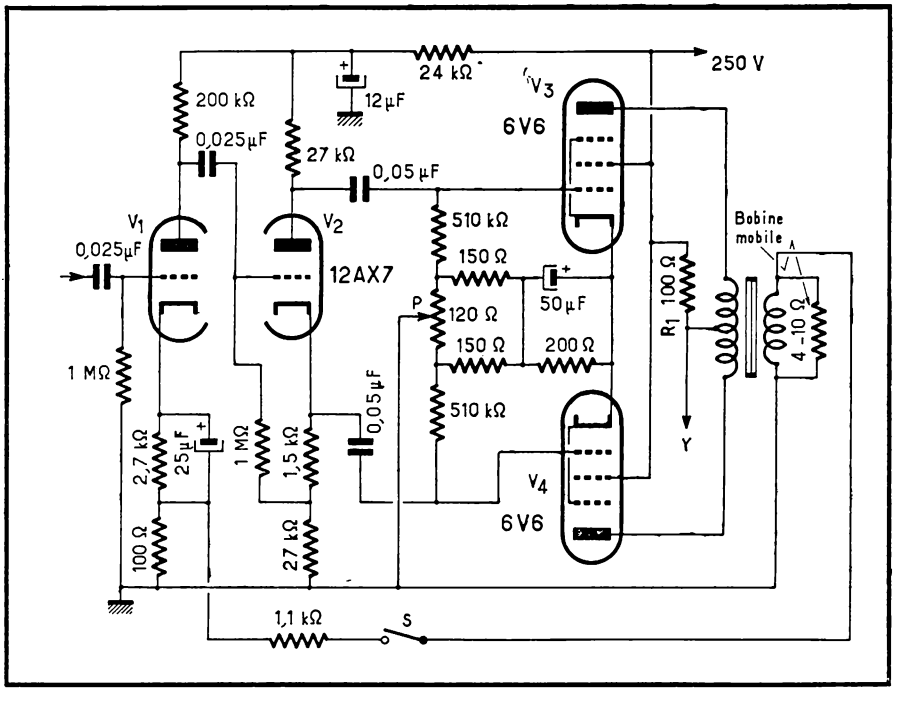


Fig. G-24. — Intermodulation d'un amplificateur push-pull sans (en haut) et avec contre-réaction (en bas).

Fig. G-25 (ci-dessous). — **Amplificateur push-pull expérimental. C_1 est le condensateur placé entre la grille de V_3. Pour découpler la cathode de V_2, placer un condensateur de 25 µF aux bornes de la résistance de 1,5 kΩ.**



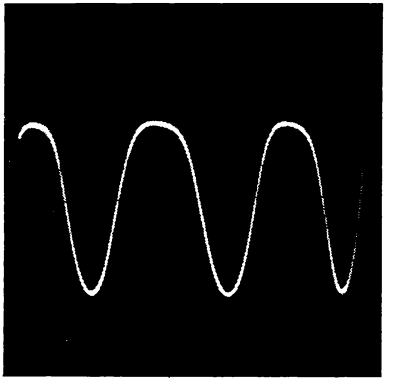


Fig. G-26. — Distorsion due au non-fonctionnement d'un tube du push-pull.

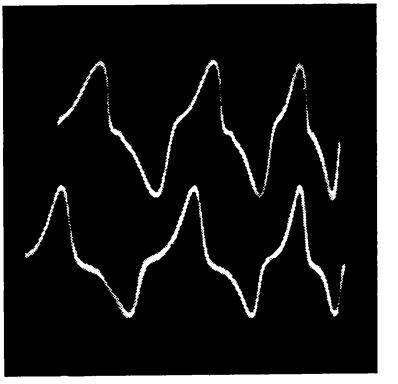


Fig. G-27. — La distorsion à 25 Hz est pratiquement la même avec et sans contre-réaction.

sur un amplificateur push-pull. Nous avons cette fois utilisé les mêmes tensions ($V_{f1} = 0{,}2$ V ; $V_{f2} = 0{,}3$ V) pour l'essai sans (en haut) et avec contre-réaction (en bas), ce qui explique la différence d'amplitude. Ici aussi, la contre-réaction élimine pratiquement la distorsion d'intermodulation.

Pour montrer l'efficacité du filtre passe-haut, la ligne un peu tourmentée au centre de la figure G-24 représente ce qui reste de V_{f1} après passage dans le filtre, V_{f2} étant réduite à zéro. Encore a-t-il fallu augmenter le gain de l'oscilloscope de dix fois pour arriver à ce résultat.

G. 7. — Amplificateurs push-pull

Les essais des amplificateurs asymétriques s'appliquent également aux amplificateurs push-pull. Pour évaluer les méthodes d'essai particulières à ces derniers, nous avons réalisé le montage push-pull classe A, tout à fait classique, de la figure G-25. Ses seules particularités sont une boucle de contre-réaction que l'on peut débrancher à l'aide du commutateur S, et un potentiomètre P pour l'équilibrage exact de l'étage push-pull.

Les tensions à la plaque et à la cathode du tube déphaseur V_2 ainsi que les tensions sur les plaques de V_3 et V_4 sont en opposition de phase. En y connectant les entrées X et Y de l'oscilloscope, on obtient une droite inclinée (non représentée). Le déphasage peut être vérifié aux extrémités de la bande passante ; il était correct ici. Un condensateur de liaison grille coupé (C_1) produit une distorsion appréciable de l'onde de sortie (fig. G-26). La déformation dissymétrique indique un puissant harmonique deux, ce qui s'explique par le fait que le push-pull n'en est plus un. Un push-pull fonctionnant correctement a la propriété avantageuse de supprimer les harmoniques pairs. Une résistance de fuite de grille de l'étage de sortie coupée ou en court-circuit produit une distorsion semblable.

La distorsion basse fréquence due au transformateur de sortie était particulièrement importante à 20 Hz, comme le montre la figure G-27,

en bas. La contre-réaction n'apporte ici aucune amélioration (oscillogramme supérieur). Comme la distorsion est ici l'œuvre de l'harmonique trois, le push-pull ne l'élimine pas. Le seul remède : un autre transformateur, réalisé moins économiquement.

Pour que la qualité de reproduction d'un push-pull soit optimale, il faut que les tubes de sortie soient soigneusement équilibrés. A cet effet, nous avons prévu le potentiomètre P. L'oscilloscope est relié à la résistance R_1 montée en série avec le point milieu du transformateur. Cet essai est délicat du fait qu'à la faible tension aux bornes de R_1 se superpose le ronflement H.T. qui, dans le cas d'un étage final push-pull, peut avoir une certaine valeur sans aucun inconvénient, car il n'apparaît pas sur la bobine mobile. Le mieux est alors de synchroniser l'oscilloscope sur le secteur et de régler le générateur B.F. exactement sur un multiple de la fréquence du secteur.

Nous avons ainsi obtenu la figure G-28 qui montre en haut l'oscillogramme d'un push-pull mal équilibré, et en bas, le même, correctement équilibré. La forme d'onde doit être symétrique dans ces conditions. On distingue bien le ronflement 100 Hz superposé.

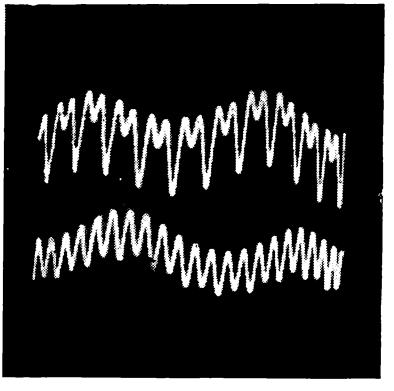


Fig. G-28. — Push-pull non équilibré (en haut) et équilibré (en bas).

Ce ronflement gênant disparaîtrait si on reliait la masse de l'oscilloscope non pas à la masse, mais au + H.T. du montage. Nous mettons en garde contre ce branchement, dangereux pour l'opérateur aussi bien que pour l'oscilloscope (possibilité de claquage du transformateur d'alimentation). Il existe toutefois maintenant des oscilloscopes à entrée différentielle qui permettent de faire cet essai sans danger. Les deux grilles d'entrée sont alors reliées aux deux extrémités de la résistance R_1, et la borne masse reste à la masse.

G. 8. — La commande de tonalité

Jusqu'ici, nous avons considéré des amplificateurs à courbe de réponse droite. Or, la musique étant destinée à procurer la sensation acoustique (subjective) la plus plaisante, on accentue souvent les plus hautes, et quelquefois aussi les plus basses fréquences du spectre en creusant les médiums. Cet effet, qui doit être dosable suivant les préférences individuelles, est obtenu par une ou deux commandes de tonalité, qui servent donc à modifier intentionnellement la courbe de réponse.

Dans ces conditions, il se produit une distorsion de fréquence et de phase introduisant un élément nouveau dans les essais, en ondes rectangulaires notamment. Pour cette raison, on met la commande de tonalité (s'il y en a une) hors circuit pour la plupart de ces essais. On peut cepen-

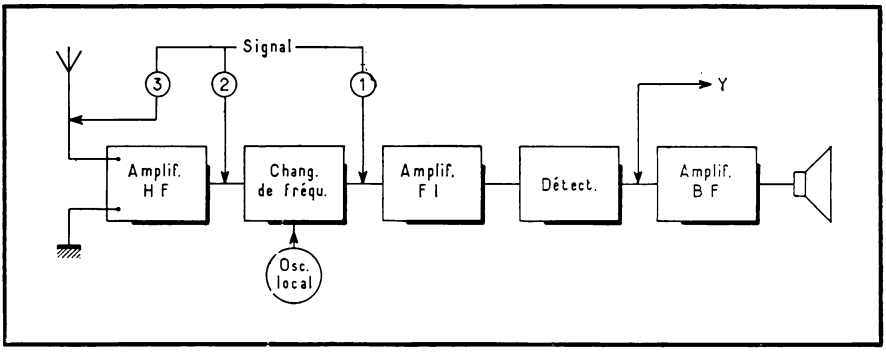


Fig. G-29. — Schéma de principe d'un radiorécepteur.

dant contrôler l'effet de cette commande en relevant la courbe de réponse de l'amplificateur, et on peut également vérifier qu'il n'y a de distorsion ni d'amplitude, ni d'intermodulation. Si la commande de tonalité agit par contre-réaction, il est bon de s'assurer qu'elle ne provoque pas d'instabilité.

G. 9. — Essais des radiorécepteurs

Le schéma de principe d'un radiorécepteur est montré sur la figure G-29. Comme l'amplificateur basse fréquence a déjà été étudié plus haut, nous nous limiterons ici à l'examen des étages qui le précèdent.

On demande à un radiorécepteur une reproduction sonore de bonne qualité, une sensibilité suffisante pour recevoir les signaux désirés et un niveau d'interférences et de ronflement très faible. La distorsion basse fréquence ne peut se produire qu'à partir de l'amplificateur à fréquence intermédiaire ; la bande passante relativement large du préamplificateur H.F. (s'il y en a un) et du changeur de fréquence fait que ces étages n'influent pas sur la qualité musicale. En revanche, ils doivent être correctement alignés pour pousser la sensibilité au maximum et réduire les interférences. D'un autre côté, l'alignement de l'amplificateur à fréquence intermédiaire (F.I.) joue à la fois sur la sensibilité globale et sur la qualité de reproduction.

G. 10. — La détection par diode

La partie amplificateur F.I. et détection à diode d'un récepteur à modulation d'amplitude est représentée sur la figure G-30. On branche un générateur H.F. modulé sur la grille du tube V_1 au moyen d'un

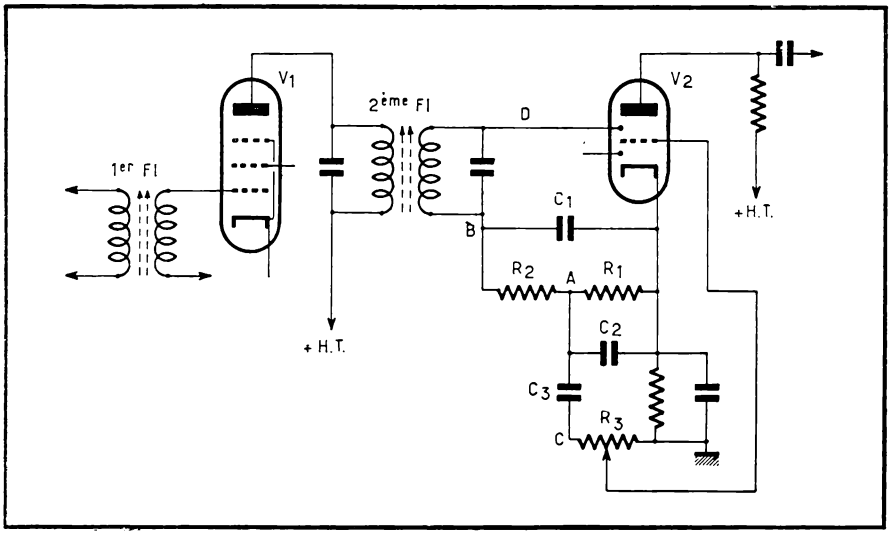


Fig. G-30. — La partie F. I. et détection.

condensateur de couplage de, mettons, 1000 pF pour ne pas perturber la polarisation. Les liaisons avec le générateur et l'oscilloscope se feront par câbles blindés pour éviter les couplages intempestifs se traduisant par des accrochages et pour ne pas capter de ronflement. La base de temps sera réglée sur 1/3 à 1/5 de la fréquence de modulation et synchronisée par elle (synchronisation externe).

En branchant l'oscilloscope sur la plaque de la diode (point D), on obtient la figure G-31 qui explique le mécanisme de la détection (ou du redressement). Tandis que l'onde H.F. modulée apparaît pendant les alternances rendant la plaque de la diode négative par rapport à sa cathode, les alternances positives sont court-circuitées par la diode maintenant conductrice. En raison de la résistance de la diode, le rabotage des alternances positives n'est pas parfait, mais pratiquement satisfaisant. En retirant la diode, on obtient l'oscillogramme de la figure G-32 qui montre l'onde H.F. modulée sans détection, donc symétrique.

(En branchant un câble blindé sur un point « chaud », comme D par exemple, on ajoute suffisamment de capacité parasite pour désaccorder le circuit accordé. Il faut donc toujours utiliser une sonde à faible capacité d'entrée. Nous présentons d'ailleurs ces oscillogrammes seulement pour démontrer les techniques de vérification ; ils sont inutilisables pour l'alignement et pour l'évaluation des caractéristiques de la partie F.I.)

En branchant l'oscilloscope au point A, on obtient une bonne reproduction de la tension de modulation 400 Hz du générateur (fig. G-33). Une résistance de charge de valeur excessive ($R_1 = 2$ MΩ au lieu de 0,2 MΩ) est responsable de la distorsion visible sur la figure G-34. La composante H.F. résiduelle, absente en A à cause du filtre passe-bas R_2C_1,

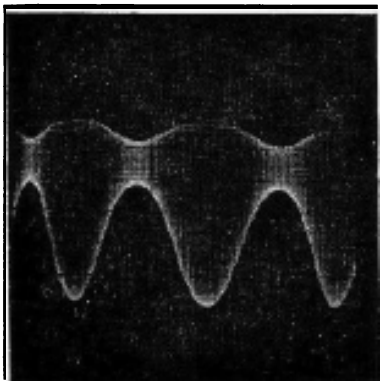


Fig. G-31. — Tension H. F. modulée détectée en D de G-30.

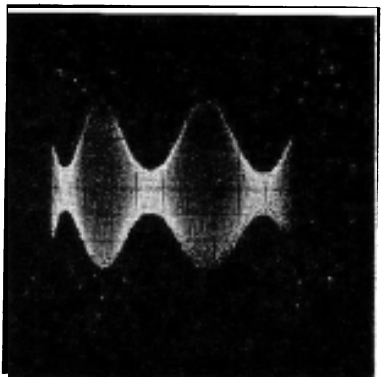


Fig. G-32. — Tension modulée en D, la diode étant enlevée.

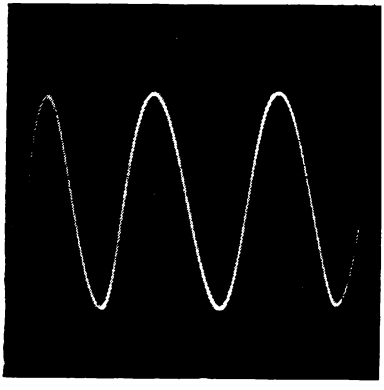


Fig. G-33. — Signal détecté au point A.

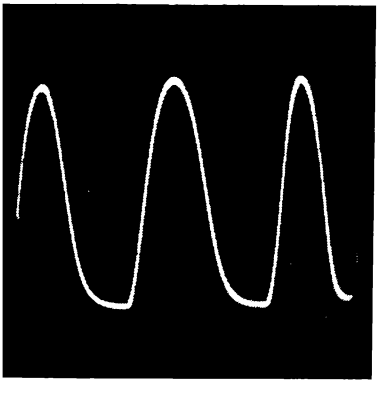


Fig. G-34. — Comme G-33, mais valeur exagérée de R_1.

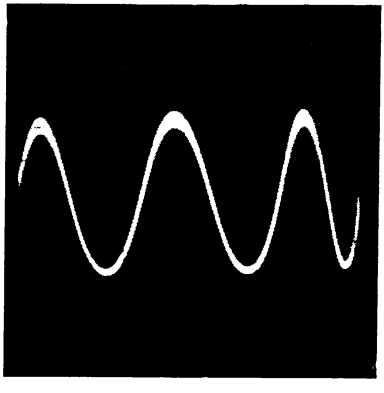


Fig. G-35. — Tension détectée prélevée en B, résidus H. F.

se superpose en B à l'onde redressée, comme le montre l'épaississement de la courbe de la figure G-35.

G. 11. — Essai du système modulation-détection

Il peut être intéressant de comparer l'onde modulante à l'onde démodulée en branchant l'entrée X de l'oscilloscope sur la tension de modulation du générateur H.F., et l'entrée Y sur la détection (fig. G-36). La figure de Lissajous ainsi obtenue donne une mesure de la qualité de l'ensemble du système modulateur-démodulateur, puisque l'essai englobe le générateur et le récepteur. Si la caractéristique résultante a bon aspect, cela prouve un fonctionnement correct de l'ensemble du système ; si elle accuse une distorsion, le défaut peut être dans le générateur comme dans le récepteur, sinon dans les deux. Il faut donc être sûr de l'une des deux parties pour pouvoir contrôler l'autre par cette méthode, que l'on utilisera avantageusement pour le contrôle de la H.F. modulée d'un générateur aux fréquences élevées où l'observation oscilloscopique directe peut être difficile.

L'ellipse de forme à peu près correcte de la figure G-37 indique le bon fonctionnement du générateur et du récepteur. Le déphasage que l'on observe est sans aucun inconvénient. En branchant une résistance de détection R_1 de valeur excessive (2 MΩ), on obtient l'ellipse aplatie de la figure G-38 qui correspond à la sinusoïde aplatie de la figure G-34. Enfin, en prélevant la tension détectée en B, l'ellipse s'épaissit du fait de la présence d'un résidu H.F. (fig. G-39).

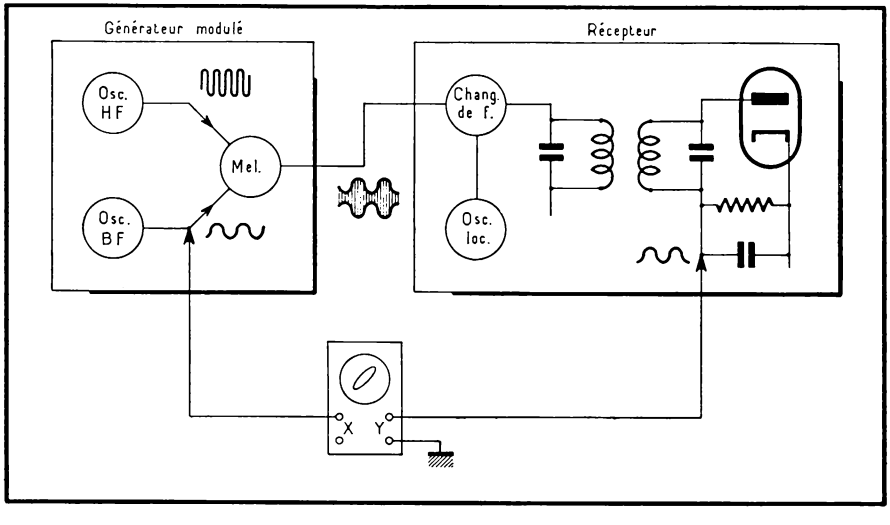


Fig. G-36. — Essai de l'ensemble du système modulation-détection.

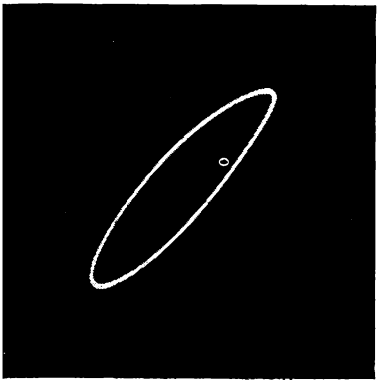


Fig. G-37. — Lissajous du système complet. Détection correcte.

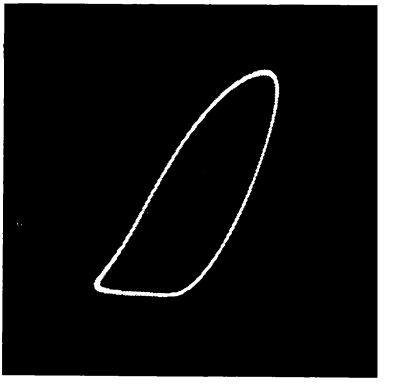


Fig. G-38. — Comme G-37, mais R_1 de valeur exagérée.

Si cette méthode permet une bonne évaluation qualitative de la détection, elle est en revanche inutilisable pour l'alignement des parties H.F. et F.I. qui nécessite l'emploi d'un vobulateur.

G. 12. — Emploi d'un vobulateur

Pour le tracé automatique des courbes de sélectivité (qui sont les courbes de réponse de l'amplificateur F.I.) et pour l'alignement du récepteur, on se sert avantageusement d'un générateur modulé en fréquence ou vobulateur. Pour ne pas alourdir la présente section, nous avons reporté au paragraphe J-6 l'étude du fonctionnement et de l'utilisation du vobulateur. Ici, nous examinerons seulement son application à l'alignement et à l'examen des parties F.I. et détection des récepteurs.

Les oscillogrammes qui suivent ont été obtenus avec l'oscilloscope branché au point A de la figure G-30, le vobulateur injectant le signal dans la grille de V_1. On peut ainsi aligner le deuxième transformateur

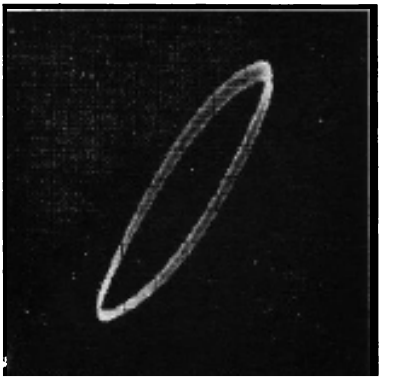


Fig. G-39. — Comme G-37. Présence de résidus H. F.

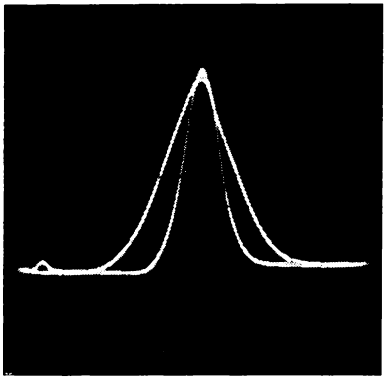


Fig. G-40. — Courbe de sélectivité, double trace. Fréquence correcte, dissymétrie des jupes.

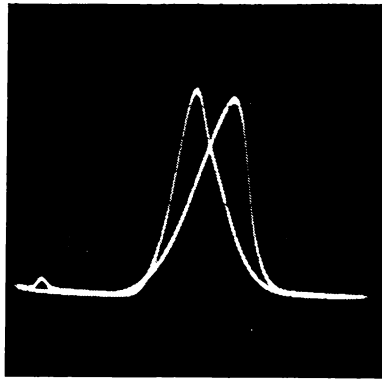


Fig. G-41. — Comme G-40, fréquence incorrecte.

F.I. Ensuite, on remonte à la grille modulatrice du tube changeur de fréquence et on aligne le premier transformateur F.I.

La méthode de la double trace est utile pour mettre en évidence le manque de symétrie de la courbe de sélectivité. Sur la figure G-40, les sommets des courbes coïncident, mais les « jupes » ne se recouvrent pas. Un léger désaccord du générateur pour faire coïncider les bases des courbes montre bien cette dissymétrie (fig. G-41). La figure G-42 montre la dissymétrie accusée d'un transformateur surcouplé mal aligné, les deux bosses étant de hauteur inégale. (La dissemblance des deux bosses inférieures qui devraient être semblables provient d'un manque de linéarité de l'onde triangulaire de modulation, et non pas du montage essayé.)

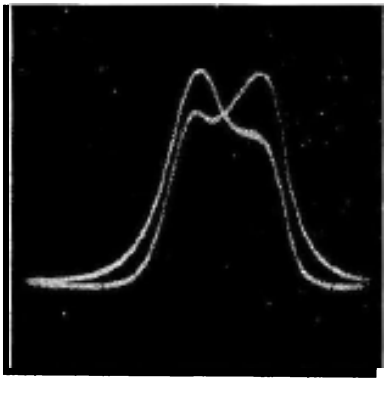


Fig. G-42. — Transformateur surcouplé mal aligné.

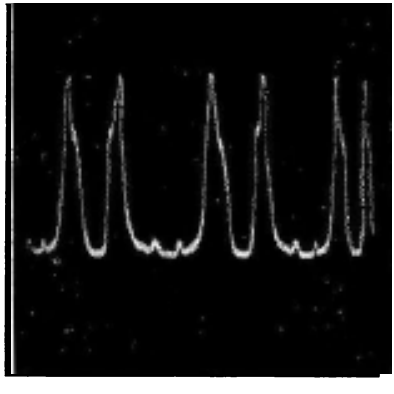
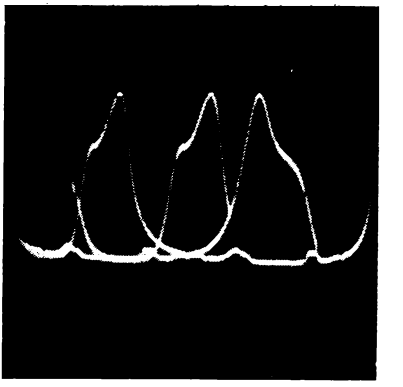


Fig. G-43. — Double trace, fréquence de balayage trop basse.

Fig. G-44. — Double trace. Fréquence de balayage incorrecte, synchronisation excessive.



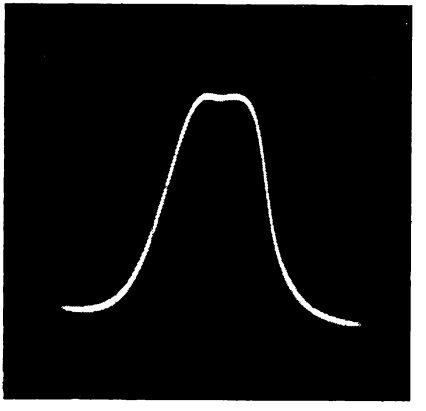


Fig. G-45. — Courbe de sélectivité d'un transformateur surcouplé, simple trace.

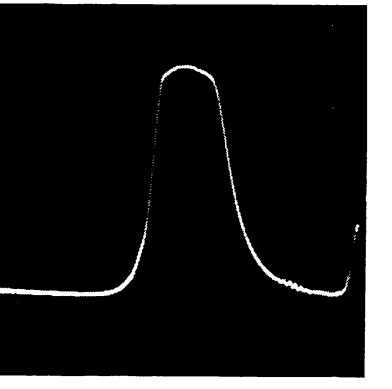


Fig. G-46. — Amplificateur surchargé ; la forme du sommet ne signifie rien.

Le réglage incorrect de la base de temps peut produire des oscillogrammes trompeurs, et même indéchiffrables. Celui de la figure G-43 est dû à une fréquence de balayage trop basse. Un réglage incorrect de la base de temps aggravé d'une synchronisation excessive est responsable de l'oscillogramme inutilisable de la figure G-44.

En utilisant la méthode de la simple trace avec balayage et modulation sinusoïdaux 50 Hz et effacement de l'une des traces, on obtient la courbe de sélectivité d'un transformateur surcouplé correctement aligné de la figure G-45. La méthode de la double trace ferait apparaître plus nettement la légère dissymétrie à la base. Le sommet arrondi de la figure G-46 pourrait faire croire à une bonne bande passante (bien que cet aspect particulier ne se rencontre normalement pas). Malheureusement, il n'en est rien, l'aplatissement est simplement dû à un signal trop fort ayant surchargé l'amplificateur F.I. Pour éliminer cette cause de confusion, il faut toujours utiliser le signal le plus faible possible produisant encore une trace d'amplitude suffisante. D'ailleurs, avec un peu de pratique avec un vobulateur donné, on repère vite l'amplitude du signal à utiliser. Si ce signal ne produit pas une tension de sortie suffisante, il y a probablement un défaut dans le montage, peut-être dans un transformateur F.I.

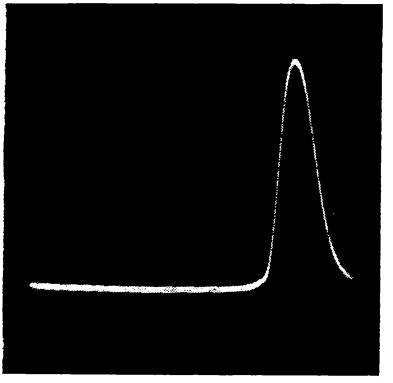


Fig. G-47. — Simple trace, fréquence incorrecte.

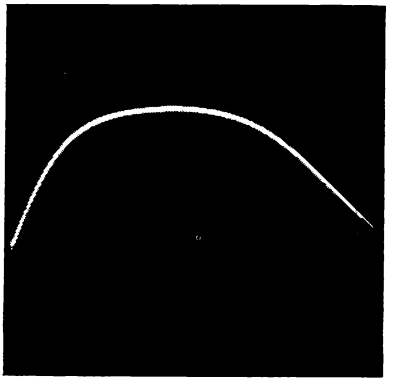


Fig. G-48. — Swing trop faible, on ne voit que le sommet étalé.

Si l'accord du transformateur est décalé (le générateur étant calé sur la fréquence correcte), on obtient une courbe déplacée latéralement (fig. G-47). Il faut alors la ramener au centre de l'écran en réaccordant les bobinages. Si l'excursion en fréquence de part et d'autre de la fréquence moyenne (le swing) du vobulateur est trop faible, on n'observe qu'une partie de la courbe étalée sur tout l'écran (fig. G-48), et cet oscillogramme est inutilisable. Le cas contraire, un swing exagéré, produit l'aspect trompeur d'une sélectivité excessive (fig. G-49).

Dans la pratique du dépannage, l'emploi du vobulateur est encore intéressant puisqu'il permet de déceler une tendance à l'accrochage bien avant qu'une oscillation se produise. Sur la figure G-50, on voit un tel début d'accrochage (dû à un couplage parasite) sur le flanc gauche de la courbe, donc à une fréquence légèrement inférieure à celle de l'accord. Cette instabilité devient sur la figure G-51 une oscillation entretenue ; on voit une forte composante H.F. se superposant à la courbe de sélectivité (tracée, rappelons-le, à 50 Hz).

Les battements qui se superposent à la courbe de sélectivité de la figure G-52 sont seulement dus au fonctionnement de l'oscillateur local entraînant la réception d'un émetteur local puissant. Pour éviter ce type d'interférence, il suffit de court-circuiter la grille oscillatrice.

Le point A du montage (fig. G-30) convient le mieux pour brancher l'oscilloscope. A cause de la constante de temps du couplage C_3R_3 généralement insuffisante à 50 Hz, le prélèvement de la tension au point C produit une ligne de base rompue bien visible sur la figure G-53. Si cet oscillogramme est bien utilisable pour l'alignement, il rend difficile la comparaison des bases de la courbe. En se branchant au point B, on fait apparaître le résidu H.F. superposé à la courbe de sélectivité (fig. G-54).

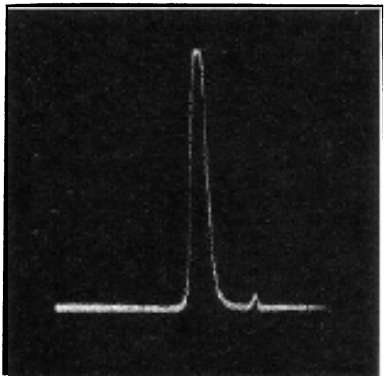


Fig. G-49. — Swing trop grand, on ne distingue aucun détail.

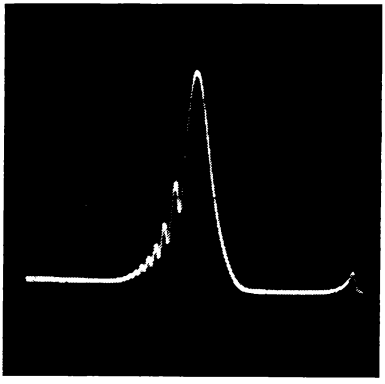


Fig. G-50. — Instabilité un peu au-dessous de la fréquence d'accord.

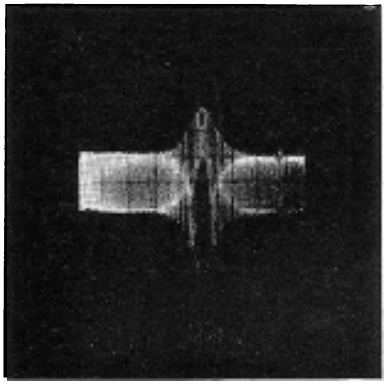


Fig. G-51. — Accrochage de l'amplificateur F. I.

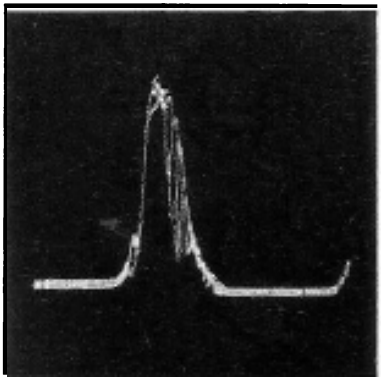


Fig. G-52. — Interférence due à l'oscillateur local.

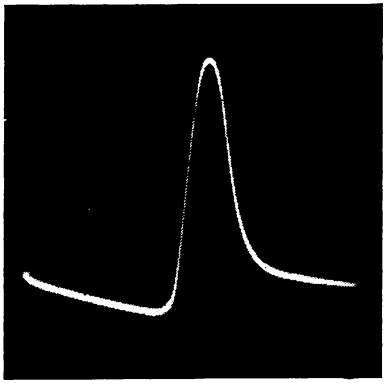


Fig. G-53. — Le branchement en C de G-30 produit une cassure de la ligne de base.

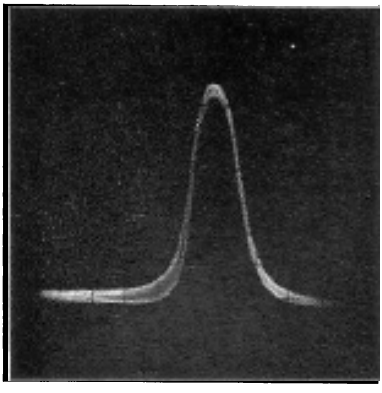


Fig. G.-54. — Branchement en B, présence de résidus H. F.

On peut voir l'effet redresseur de la diode en H.F. en branchant l'oscilloscope au point D. On obtient ainsi la figure G-55 qui est à rapprocher de la figure G-31. En retirant la diode, on voit apparaître la courbe enveloppe de la figure G-56 qui correspond à un transformateur surcouplé. Même si la sonde de mesure est à faible capacité, sa présence suffit pour produire un léger désaccord ; pour cette raison, ce branchement n'est pas recommandé pour l'alignement. Nous ne l'indiquons qu'à des fins de démonstration.

G. 13. — Alignement de la partie H.F.

L'amplificateur F.I. étant correctement aligné, on s'attaque à la partie H.F. En raison de la bande passante relativement grande de cette partie, son alignement ne modifie pas l'aspect de la courbe de sélectivité,

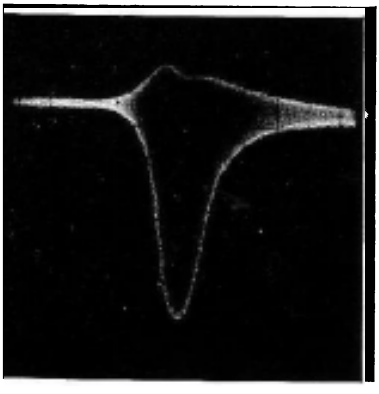


Fig. G-55. — Effet redresseur de la diode (branchement en D).

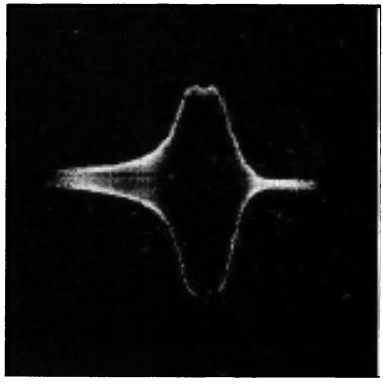


Fig. G-56. — Même branchement, la diode étant enlevée. Réponse H.F. d'un transformateur surcouplé.

uniquement déterminée par l'amplificateur F.I. L'oscilloscope n'apporte donc pas d'autres renseignements. Si le vobulateur permet l'alignement H.F. par points fixes ou par accord continu, il est évidemment plus commode de poursuivre avec les mêmes appareils et branchements. Dans le cas contraire, il faut faire appel à un générateur H.F. modulé. On pourrait toutefois laisser branché l'oscilloscope qui servira d'indicateur de sortie et remplacera ainsi le voltmètre de sortie.

On sait que le réglage de l'oscillateur local détermine l'emplacement des stations sur le cadran. Il ne joue cependant pas sur la sensibilité du récepteur. De son côté, l'alignement des circuits d'accord ne modifie pas l'emplacement des stations, mais permet de pousser la sensibilité au maximum. En réalisant les conditions d'alignement spécifiées,

on doit obtenir la plus forte tension de sortie pour un réglage donné et réduire ainsi au minimum le bruit de fond et les interférences.

On peut donc dire que le vobulateur est un outil essentiellement pratique permettant d'aligner correctement un récepteur en un minimum de temps. De plus, il permet de déceler rapidement la tendance à l'accrochage, le gain anormalement faible et d'autres défauts.

H

ESSAI DES RÉCEPTEURS A MODULATION DE FRÉQUENCE

L'emploi d'un oscilloscope, associé à un vobulateur correspondant, en tant que caractéristiques, aux besoins, permet d'effectuer le réglage des circuits F.I. et H.F. d'un récepteur FM d'une façon beaucoup plus rapide et beaucoup plus sûre que par le procédé classique d'un générateur H.F. et d'un voltmètre de sortie. Ajoutons que ce réglage « visuel » est le seul qui donne la certitude d'un réglage correct du détecteur de rapport, comme nous le verrons plus loin.

Voici maintenant la marche à suivre pour procéder à un tel travail, pour lequel nous allons prendre comme exemple le schéma à peu près classique de la figure H-1 :

1. — La sortie H.F. du vobulateur, accordé sur la fréquence intermédiaire, 10,7 MHz ou autre, sera connectée à la grille de la dernière amplificatrice F.I., c'est-à-dire au point A de la figure H-1. L'atténuateur H.F. du vobulateur sera réglé ultérieurement, de façon à avoir sur l'écran une image d'amplitude normale. Disons, cependant, que pour attaquer convenablement le dernier étage F.I. la tension H.F. doit être assez élevée : 10 à 20 mV. L'excursion (le « swing ») sera réglée à 2 ou 3 MHz ;

2. — Dessouder le côté négatif ou positif (le plus commode) du condensateur électrochimique C_1 ;

3. — Connecter l'entrée verticale de l'oscilloscope en parallèle sur la résistance R_1 (fig. H-1). La liaison se fera à l'aide d'un câble blindé et en interposant une résistance série de 100 kΩ (R_2) ;

4. — Régler le primaire et le secondaire du transformateur MF 3 de façon à obtenir, sur l'écran de l'oscilloscope, une courbe de réponse aussi symétrique que possible. Cette courbe peut être à un seul sommet (fig. H-2 *a*) ou à deux bosses (fig. H-2 *b*), suivant la conception des bobinages ; mais, ce qui est important, c'est sa largeur au niveau — 6 dB, qui doit être de 300 à 400 kHz. Par ailleurs, tout défaut de symétrie

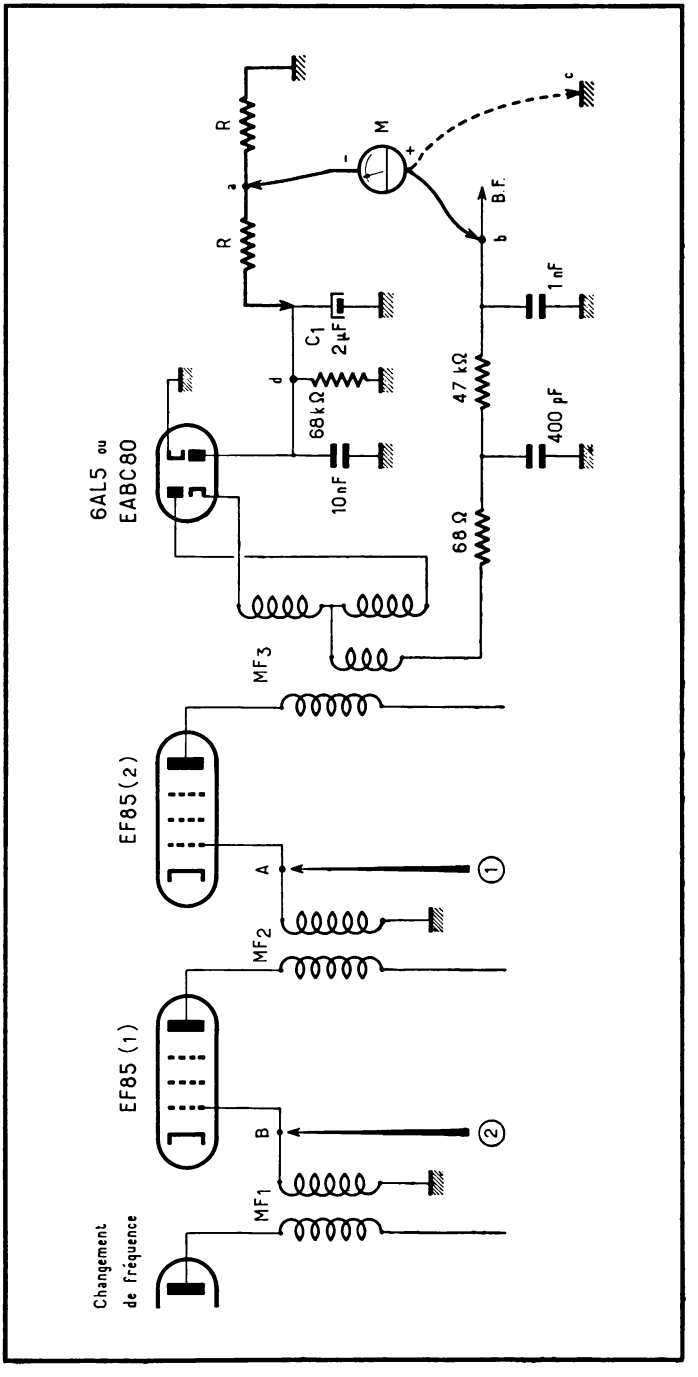


Fig. H-1. — Branchements à effectuer pour le réglage des circuits F. I. d'un récepteur ou tuner FM.
R_1 est la résistance placée entre le point d et la masse.

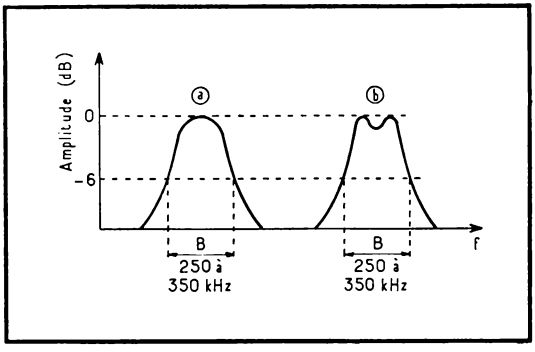
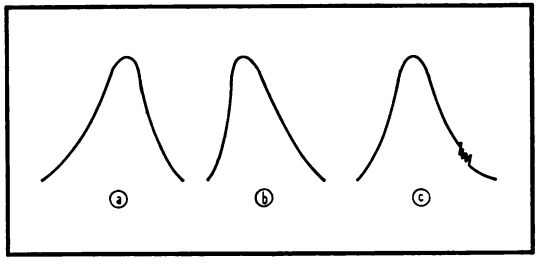


Fig. H-2. — Allure des courbes observées lors d'un réglage au vobulateur.

Fig. H-3. — Allure anormale des courbes observées.



(fig. H-3 *a* et H-3 *b*), ou tout « accident » (fig. H-3 *c*) dénotent une anomalie dans le fonctionnement de l'amplificateur : excès ou insuffisance de neutrodynage, tendance à l'accrochage, etc. Mais ce sont là des questions que nous ne pouvons guère aborder ici ;

5. — Connecter alors la sortie H.F. du vobulateur à la grille de la première amplificatrice F.I., c'est-à-dire au point B de la figure H-1. Réduire l'atténuateur de la tension H.F. injectée et diminuer également l'excursion, puisque la largeur de la courbe sera maintenant plus faible ;

6. — Régler le primaire et le secondaire du MF 2 de façon à obtenir une courbe ayant la même allure générale que celles de la figure H-2, mais dont la largeur, à — 6 dB, ne dépasse guère 250 kHz ;

7. — Transporter la sortie H.F. du vobulateur au point d'injection du signal F.I. du bloc FM, en suivant éventuellement les indications particulières données par le constructeur de ce bloc ;

8. — Régler les éléments de liaison entre la changeuse de fréquence et la première amplificatrice F.I. en cherchant toujours à obtenir une courbe symétrique. La largeur de cette courbe sera de 200 kHz environ à — 6 dB ;

9. — Reconnecter la capacité C_1 (fig. H-1) ;

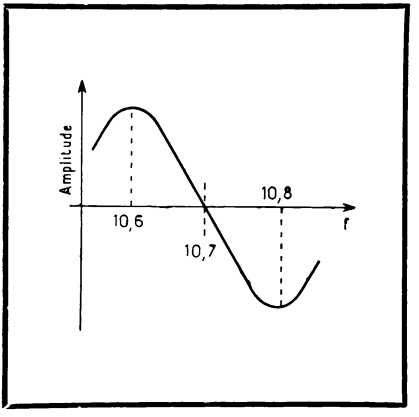


Fig. H-4. — Courbe de réglage d'un détecteur de rapport.

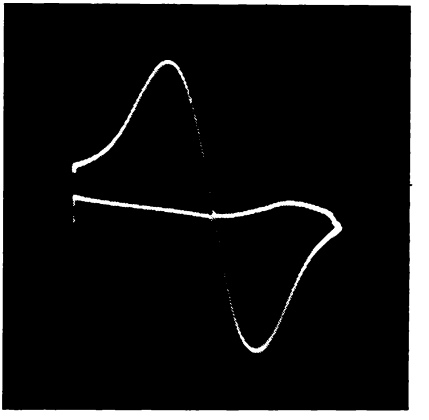


Fig. H-5. — Aspect réel de la courbe de réglage correcte d'un détecteur de rapport.

10. — Connecter l'entrée verticale de l'oscilloscope à la sortie B.F., c'est-à-dire entre le point *b* et la masse ;

11. — On observe alors, sur l'écran, une courbe en forme de S, comme celle de la figure H-4, que l'on cherche à rendre aussi symétrique que possible en réglant uniquement le noyau secondaire du MF 3. Il est également nécessaire que toute la partie oblique soit parfaitement rectiligne.

Voici maintenant quelques oscillogrammes, normaux ou anormaux, que nous avons eu l'occasion de relever sur quelques récepteurs FM en cours de réglage.

La photo de la figure H-5 montre la courbe normale obtenue à la suite du réglage indiqué au § 11 ci-dessus. Le récepteur sur lequel cette

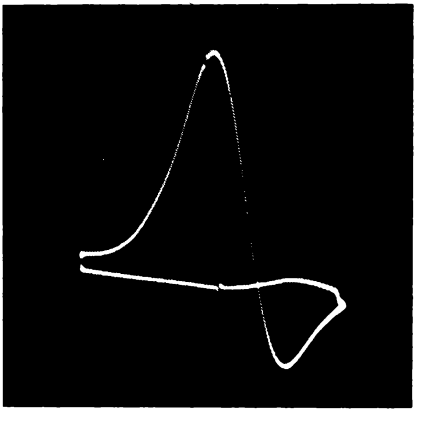


Fig. H-6. — Courbe résultant d'un réglage incorrect.

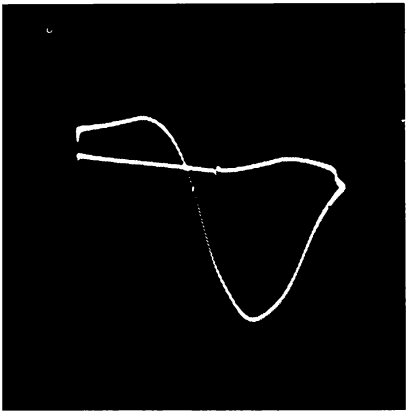


Fig. H-7. — Une autre courbe résultant d'un réglage incorrect.

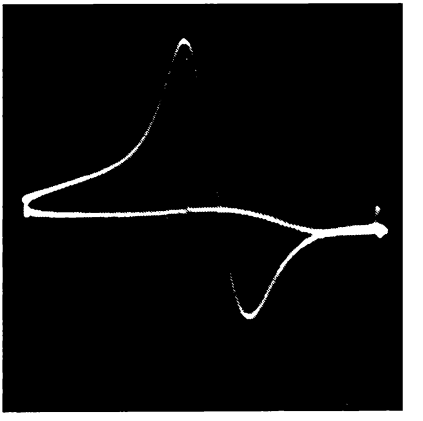


Fig. H-8. — Courbe observée à la suite d'un réglage sans oscilloscope.

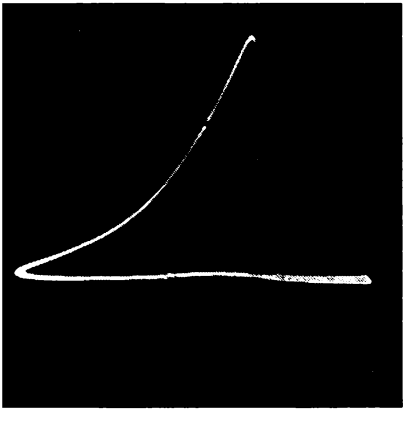


Fig. H-9. — Courbe de réponse globale incorrecte : manque de symétrie.

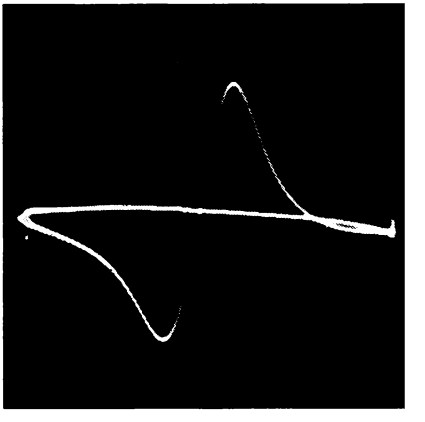


Fig. H-10. — Un autre aspect d'une courbe de réponse correcte d'un détecteur de rapport.

courbe a été relevée était analogue, en tant que schéma, à celui de la figure H-1. L'atténuateur H.F. du vobulateur se trouvait placé sur — 50 dB et l'excursion était réglée à 0,5 MHz, ce qui explique une certaine largeur de la courbe.

La photo de la figure H-6 montre la déformation de la courbe ci-dessus à la suite d'un déréglage du noyau secondaire du MF 3, tandis que la figure H-7 correspond à un déréglage en sens contraire.

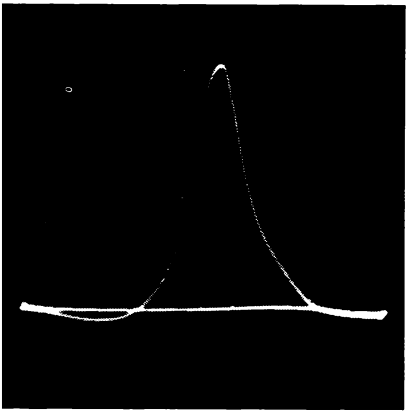


Fig. H-11. — Courbe de réponse correcte des deux étages F. I.

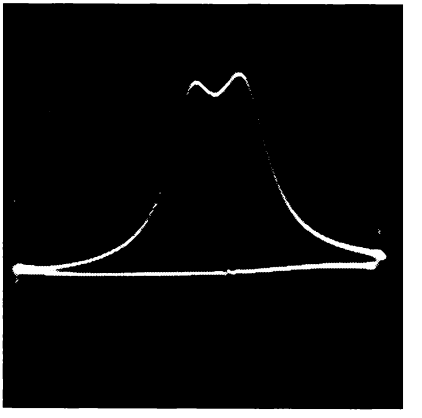


Fig. H-12. — Courbe de réponse du dernier étage F. I.

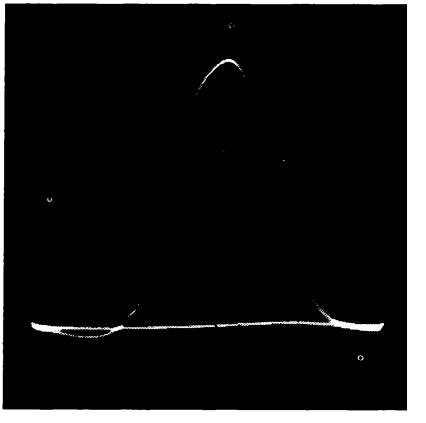


Fig. H-13. — Courbe de réponse globale d'un tuner FM.

La photo de la figure H-8 montre ce qui a été obtenu à la suite d'un alignement sans oscilloscope. La courbe, comme on le voit, manque assez nettement de symétrie.

Voici une courbe de réponse globale (fig. H-9) d'un amplificateur F.I., très certainement anormal, étant donné l'asymétrie de sa courbe. Le récepteur qui en était affligé fonctionnait pourtant fort bien, avec cependant un accrochage vers 88-87 MHz.

La courbe de la figure H-10 est encore celle d'un détecteur de rapport, mais relevée sur un autre récepteur, dans les mêmes conditions que la courbe de la figure H-5.

Sur la photo de la figure H-11, on voit la courbe de deux étages F.I. (attaque en B de la figure H-1), l'atténuateur du vobulateur étant réglé sur — 50 dB et son excursion sur 2 MHz.

On peut rencontrer également une courbe à deux bosses, comme celle de la figure H-12, surtout lorsqu'on attaque la grille de la deuxième amplificatrice F.I. (point A de la figure H-1), comme c'est le cas de la photo.

Enfin, la photo de la figure H-13 représente la courbe globale d'un tuner FM.

I

ESSAI DES RÉCEPTEURS DE TÉLÉVISION

Un oscilloscope constitue, pour tout technicien s'occupant de télévision, un outil de première nécessité, qui sera utilisé dans deux domaines tout à fait différents :

1) En association avec un vobulateur TV, pour le réglage des circuits H.F. et F.I. et, d'une façon plus générale, pour l'examen des courbes de réponse globales ou partielles ;

2) Pour l'examen des différentes tensions, de forme souvent très complexe, fournies par les relaxateurs images et lignes, et pour l'analyse du fonctionnement des étages de séparation, de triage et des étages de sortie.

Nous allons donc voir séparément ces deux fonctions.

I. 1. — Formation et examen des courbes de réponse d'un téléviseur

Nous venons de dire que l'oscilloscope utilisé devait être associé à un vobulateur TV, c'est-à-dire un vobulateur dont l'oscillateur H.F. peut monter à quelque 240-250 MHz et dont le « swing », l'excursion, peut être poussé jusqu'à 20 MHz au moins. Mais il est également nécessaire que ce vobulateur soit pourvu d'un marqueur, afin qu'il soit possible de situer avec une exactitude suffisante les porteuses vision et son sur la courbe examinée.

Il ne nous appartient pas ici de discuter les avantages de tel ou tel système de marquage, et nous dirons simplement qu'il est évidemment préférable d'avoir un marqueur donnant des « pips » dont l'amplitude est indépendante de celle de la courbe.

a. — RELEVE D'UNE COURBE DE REPONSE GLOBALE VISION

Il s'agit, en somme, d'injecter la tension « vobulée » à l'entrée d'un téléviseur et d'appliquer la tension détectée aux plaques verticales de l'oscilloscope. La marche à suivre pour faire apparaître une courbe de réponse globale est la suivante :

1. — Connecter la sortie H.F. du vobulateur utilisé à l'entrée du téléviseur examiné à l'aide d'un câble (le plus souvent un coaxial de 75 Ω) (point A de la figure I-1) ;

2. — Accorder l'oscillateur H.F. du vobulateur sur une fréquence située vers le milieu du canal utilisé. Rappelons que le milieu d'un canal se définit par la moyenne géométrique des deux porteuses, f_v (vision) et f_s (son), c'est-à-dire par

$$\sqrt{f_v f_s}$$

mais que, le plus souvent, on adopte la moyenne arithmétique, plus facile à calculer et ne différant que fort peu de la moyenne géométrique, c'est-à-dire

$$\frac{f_v + f_s}{2}$$

Par exemple, pour le canal 8 A ($f_v = 185{,}25$ MHz et $f_s = 174{,}10$ MHz) la moyenne arithmétique sera 179,67 MHz, soit très sensiblement 180 MHz ;

3. — Connecter l'entrée verticale de l'oscilloscope soit à la grille de la lampe amplificatrice vidéo (point B, fig. I-2), soit à la plaque de

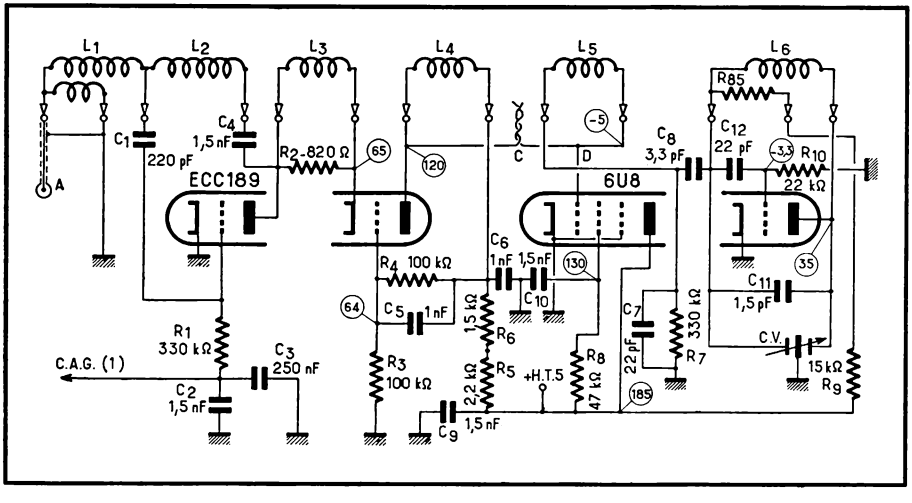


Fig. I-1. — Schéma général d'un rotacteur, comprenant les étages H.F. et changement de fréquence.

cette lampe, c'est-à-dire à la cathode du tube-images (point C). Dans le premier cas, il est prudent de prévoir une résistance série de quelque 22 à 47 kΩ, afin de prévenir certains accrochages possibles. Dans le second cas, s'assurer que l'entrée verticale de l'oscilloscope utilisé comporte un condensateur série.

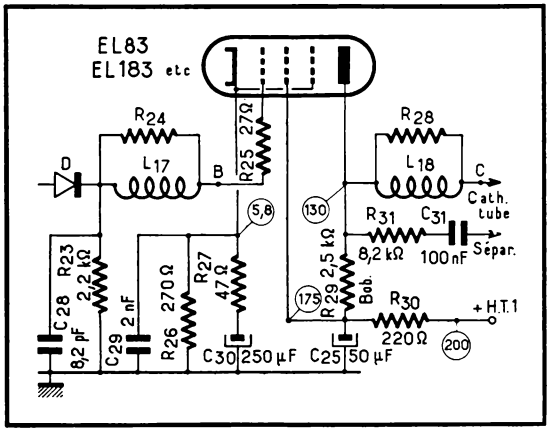


Fig. I-2. — Exemple d'un étage amplificateur vidéo, dont la structure est pratiquement la même quel que soit le tube utilisé.

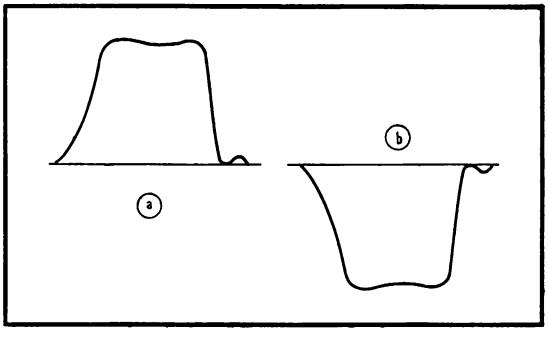


Fig. I-3. — Suivant que l'entrée verticale de l'oscilloscope est connectée en B ou en C, la courbe observée se trouve au-dessus ou au-dessous de la ligne de référence.

Autre remarque : si le branchement se fait en B, la courbe apparaîtra au-dessus de la ligne de référence, comme sur la figure I-3*a*, tandis que si l'on connecte l'entrée verticale en C, la courbe se formera comme sur la figure I-3*b* ;

4. — Pour commencer, régler au minimum l'atténuateur de sortie du vobulateur et le contraste (sensibilité) du téléviseur. Les commandes de lumière et de son de ce dernier seront également placées au minimum ;

5. — Suivant le marqueur dont on dispose, s'arranger de façon à faire apparaître les « pips » correspondant au canal examiné ;

6. — Mettre l'ensemble de l'installation sous tension. Si tout est correct, une courbe doit apparaître sur l'écran de l'oscilloscope aussitôt que les tubes des différents appareils sont chauds. Si aucune courbe ne devient visible, essayer d'augmenter la tension de sortie H.F. du vobulateur et aussi de décaler l'accord de son oscillateur H.F. pour s'assurer que le téléviseur est bien commuté sur le canal que l'on suppose.

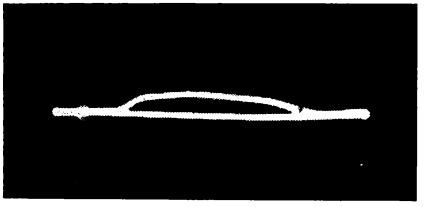
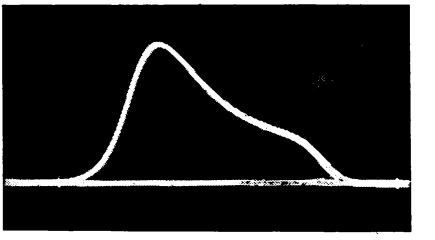


Fig. I-4. — Courbe dénotant un manque de gain ou une tension d'attaque insuffisante.

Fig. I-5. — Courbe résultant d'un réglage incorrect des circuits H. F. ou F. I.



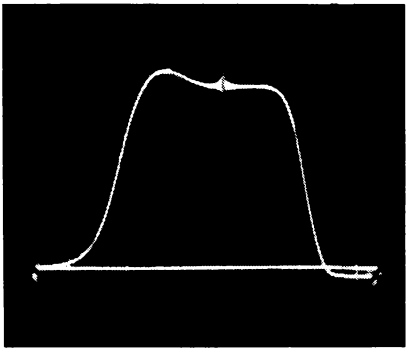


Fig. I-6. — Allure normale d'une courbe de réponse globale avec, au milieu, le « pip » correspondant à 180 MHz.

Les différents aspects de courbes que l'on peut observer dans ces conditions sont illustrés par les quelques photographies que nous allons commenter brièvement.

Si nous voyons apparaître une courbe telle que celle de la figure I-4, nous avons certainement une tension H.F. à l'entrée insuffisante. Notons que les deux « pips » sont distants de 10 MHz.

La courbe de la figure I-5, sur laquelle aucun marquage n'apparaît, dénote un réglage tout à fait incorrect des circuits H.F. ou F.I.

Une courbe qui peut être considérée comme normale est celle de la figure I-6. On y voit, pratiquement au milieu, le « pip » correspondant à 180 MHz.

Enfin, la courbe de la figure I-7 montre ce que l'on obtient en faisant appel à un marqueur du type « 10 + 1 ». Autrement dit, nous disposons de « pips » de grande amplitude tous les 10 MHz (ici vers le milieu de la courbe) et de « pips » plus réduits marquant chaque mégahertz intermédiaire.

Plusieurs facteurs influencent la forme de la courbe observée, mais nous ne pouvons donner ici que quelques indications générales, évidemment.

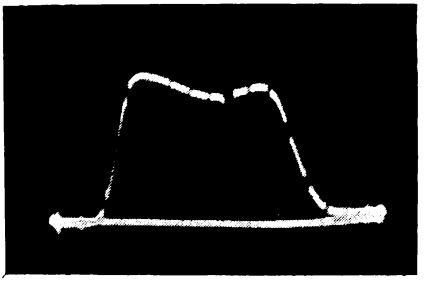


Fig. I-7. — Marquage d'une courbe en mégahertz et en dizaines de mégahertz (« pip » plus long).

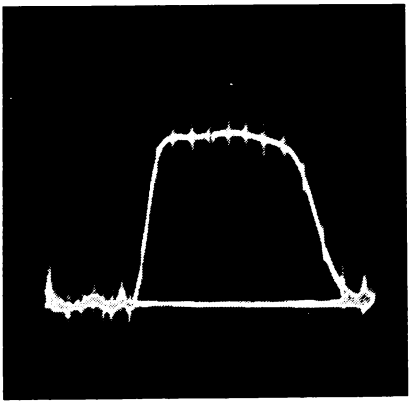


Fig. I-8. — Lorsque le signal d'attaque est trop intense, le haut de la courbe a tendance à s'aplatir.

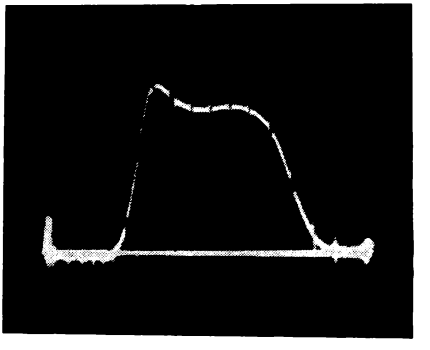


Fig. I-9. — Pour un signal d'entrée d'amplitude normale, la courbe observée a plus de « relief ».

Tout d'abord, si l'amplitude du signal H.F. à l'entrée est excessive, on assiste souvent à une sorte d'écrêtage de la courbe, qui apparaît avec un sommet rigoureusement plat. Par exemple, nous voyons en I-8 la courbe obtenue avec un signal d'attaque assez intense, tandis qu'en I-9 apparaît la même courbe après la réduction de l'amplitude de ce signal.

De même, il arrive avec certains téléviseurs que la manœuvre du bouton de contraste modifie assez sensiblement la forme de la courbe obtenue. C'est ainsi que la courbe de la figure I-6 a été obtenue à partir de celle de la figure I-4 en augmentant un peu le contraste (primitivement au minimum).

Lorsqu'il s'agit d'un téléviseur équipé pour recevoir plusieurs canaux, l'aspect de la courbe de réponse globale peut différer assez nettement

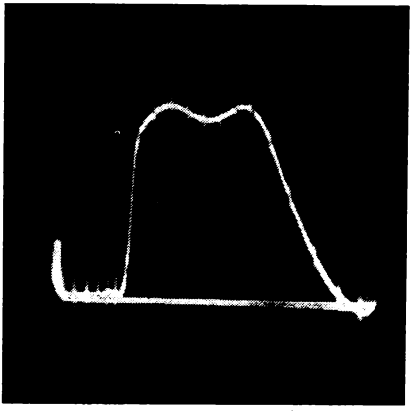


Fig. I-10. — Courbe de réponse globale correspondant au canal 12.

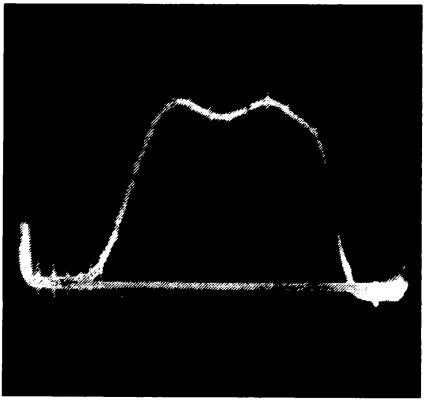


Fig. I-11. — Courbe de réponse globale correspondant au canal 11.

d'un canal à l'autre. Par exemple, la courbe I-10 correspond au canal 12, tandis que la courbe I-11 relevée sur le même téléviseur, est celle du canal 11.

Bien entendu, le déréglage des différents noyaux du rotacteur ou des transformateurs F.I. affecte également la forme de la courbe.

b. — RELEVE DES COURBES DE REPONSE F.I. VISION

La structure à peu près classique d'un amplificateur F.I. vision est celle de la figure I-12. Ce schéma fait normalement suite à celui de la figure I-1, et précède celui de la figure I-2.

Si l'on se propose de faire apparaître la courbe de réponse globale de ce montage, on doit procéder de la façon suivante :

1. — Connecter la sortie H.F. du vobulateur utilisé au circuit grille de la changeuse de fréquence 6U8 (fig. I-1). Le plus souvent l'injection du signal se fait aux bornes de la résistance R_7 ou, mieux, à l'aide d'une barrette spéciale, dite d'injection, que l'on introduit dans le rotacteur. Il devient alors possible de supprimer l'oscillation locale, d'éliminer l'influence du bobinage L_5 et de ne pas perturber la polarisation de la lampe. Le schéma de la figure I-13 représente la constitution d'une telle barrette. Il est, d'ailleurs, parfaitement possible de réaliser le montage de la figure I-13 sous forme d'une « tête » d'injection et de tourner le rotacteur sur une position libre ;

2. — Accorder l'oscillateur H.F. du vobulateur sur une fréquence située vers le milieu de la bande F.I. utilisée. Cette dernière est à peu près standardisée actuellement à quelque 39 MHz pour la porteuse son et 28 MHz pour la porteuse vision, l'écart entre les deux étant, bien entendu, de 11,15 MHz. Par conséquent, le milieu de la bande, toujours en prenant la moyenne arithmétique, se situe vers 33,5 MHz ;

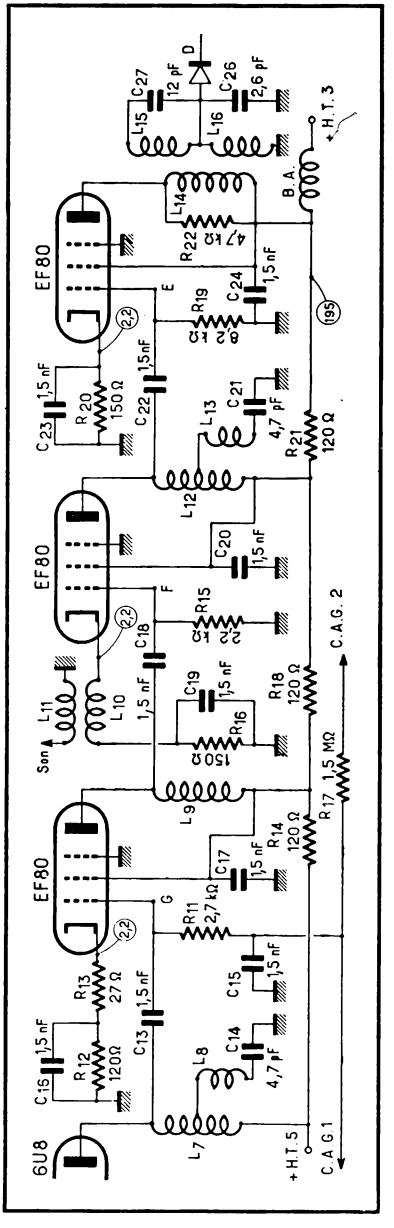


Fig. I-12. — Schéma à peu près classique d'un amplificateur F. I. vision à trois étages.

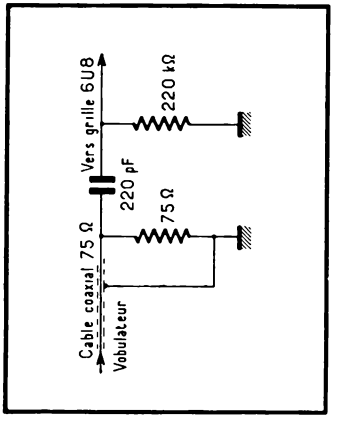


Fig. I-13. — Schéma de la barrette d'injection.

3. — Laisser l'entrée verticale de l'oscilloscope connectée, comme pour le relevé de la courbe globale H.F. + F.I. ;

4. — Régler l'atténuateur de sortie du vobulateur pour un niveau plus élevé, car on ne pourra plus bénéficier du gain des étages H.F. et changement de fréquence (20 à 25 dB). Laisser pour commencer le réglage de contraste au minimum.

La courbe que l'on observera dans ces conditions aura, généralement, très sensiblement la même forme que la courbe globale H.F. + F.I., mais il est évident que son aspect peut être très « tourmenté », si certains circuits F.I. sont fortement déréglés.

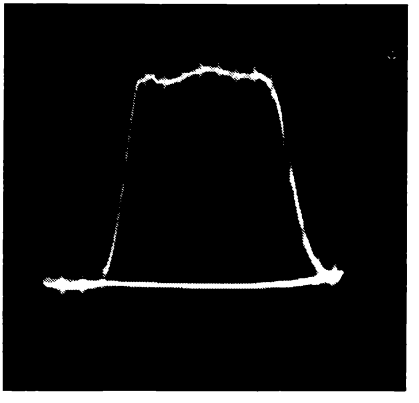


Fig. I-14. — Allure normale d'une courbe F.I. globale.

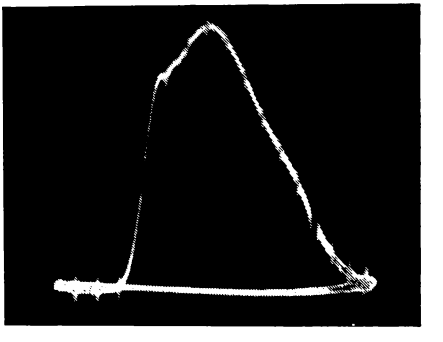
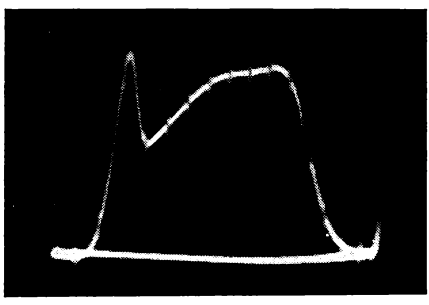


Fig. I-15. — Aspect anormal d'une courbe F. I. globale.

Par exemple, si la courbe globale F.I. de la figure I-14 est tout à fait normale, les courbes des figures I-15, I-16 et I-17 montrent ce qu'elle peut devenir par suite de certains déréglages.

Nous pouvons également faire apparaître les courbes partielles d'un amplificateur F.I., par exemple celle du dernier étage F.I. seulement. Pour cela, la sortie H.F. du vobulateur, toujours accordé sur quelque 33,5 MHz, sera connectée à la grille de la EF80(3), c'est-à-dire au point E de la figure I-12. L'injection se fera à travers le montage de la figure I-18, et on poussera à fond l'atténuateur du vobulateur, car toute la tension H.F. disponible est souvent à peine suffisante pour former une courbe



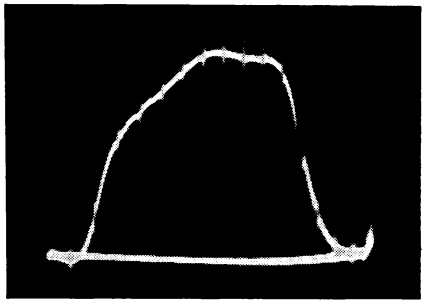


Fig. I-16 et I-17. — Autres aspects normaux d'une courbe F. I. globale.

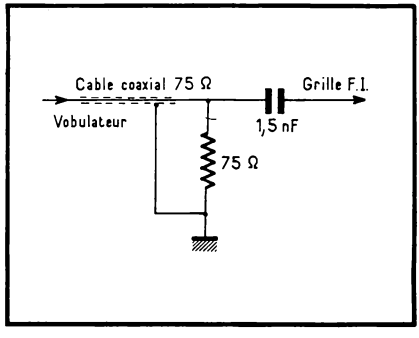
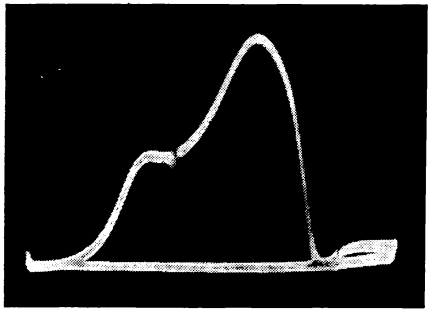


Fig. I-18. — Constitution d'une sonde d'injection pour l'attaque d'une grille F. I.



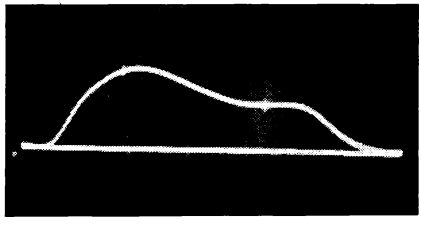


Fig. I-19 et I-20. — Exemples de courbes du dernier étage F. I. vision.

d'amplitude normale. La forme de cette courbe peut être très variée, suivant la conception du transformateur de liaison entre la EF80(3) et le détecteur, comme le montrent les photos des figures I-19 et I-20.

Exactement de la même manière on peut relever la courbe des deux derniers étages, en injectant le signal à la grille de la EF80(2), au point F de la figure I-12, ou celle des trois étages en attaquant la grille de la EF80(1), au point G.

c. — RELEVE DES COURBES DE REPONSE SON

La marche à suivre est pratiquement la même que pour le relevé des différentes courbes vision. Le signal fourni par le vobulateur est appliqué soit à l'entrée du téléviseur (courbe globale), soit à l'entrée de l'amplificateur F.I. son (courbe F.I.). L'entrée verticale de l'oscilloscope est connectée à la sortie du détecteur son. La photo de la figure I-21 montre une courbe globale son, où l'on aperçoit très nettement, sur les deux flancs, les « pips » 1 MHz. La largeur de la courbe est donc de l'ordre de 700 kHz au niveau — 6 dB.

A noter que pour le relevé des courbes son, l'excursion du vobulateur sera ramenée à 5 MHz environ et l'accord de l'oscillateur H.F. réglé sur la valeur de la F.I. son, soit 39 MHz environ, dans la plupart des cas.

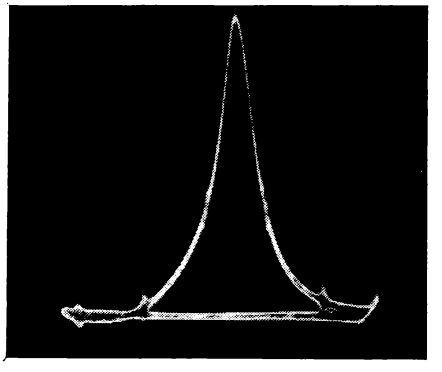
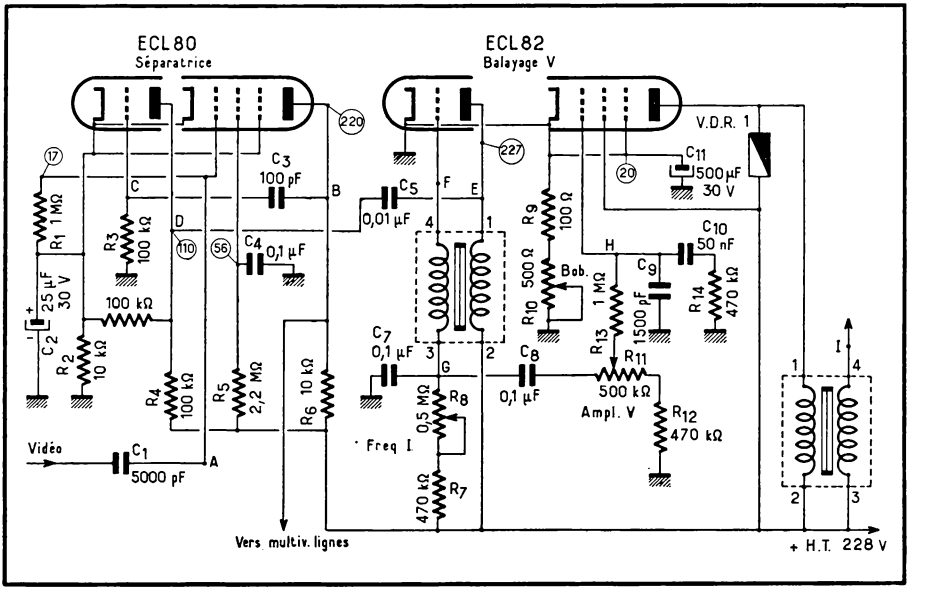


Fig. I-21. — Allure générale d'une courbe globale son.

Fig. I-22 (ci-dessous). — **Exemple d'un schéma des étages de séparation de triage et de la base de temps images.**



I. 2. — Examen des tensions des bases de temps

Le schéma de la figure I-22 représente le schéma, à peu près classique, des étages de séparation et de triage, ainsi que la base de temps images (balayage vertical) d'un téléviseur. Pour examiner à l'oscilloscope la forme et l'amplitude des tensions qui existent en différents points de ce montage, l'entrée verticale de l'oscilloscope est mise successivement en liaison avec tel ou tel point, de préférence à l'aide d'une sonde appropriée. Le balayage horizontal de l'oscilloscope est réglé sur une fréquence de l'ordre de 100-150 Hz lorsqu'on examine les signaux

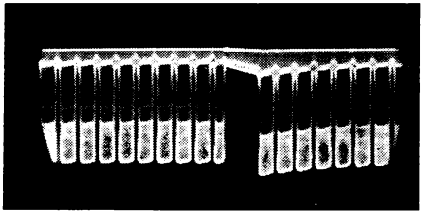


Fig. I-23. — Aspect du signal vidéo appliqué à la grille de la séparatrice et examinée à la fréquence « images ».

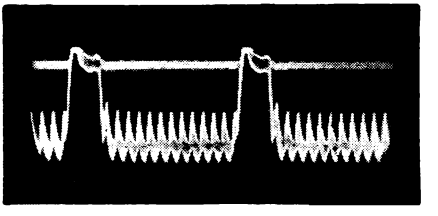


Fig. I-24. — Aspect du signal vidéo appliqué à la grille de la séparatrice et examiné à la fréquence « lignes ».

« images », et sur 6 à 10 kHz lorsqu'on veut faire apparaître les signaux lignes. Dans ces conditions, chaque oscillogramme nous fournit 2 ou 3 cycles complets de la tension observée, ce qui est très commode.

Bien entendu, l'atténuateur d'entrée de l'oscilloscope sera ajusté en fonction de l'amplitude de chaque tension.

En premier lieu, lorsqu'on vérifie le fonctionnement du schéma de la figure I-22, on s'assure que le signal vidéo, prélevé dans le circuit anodique de l'amplificatrice correspondante, arrive bien à la grille de la séparatrice (pentode ECL80). Le téléviseur étant attaqué par une mire électronique, on trouvera au point A, un signal analogue à la figure I-23, si l'on balaie à la fréquence images, et à la figure I-24 si on effectue l'examen à la fréquence lignes. On remarquera que les signaux de synchronisation sont dirigés ici vers le haut.

A la plaque de la séparatrice, au point B, on doit trouver normalement un mélange ne contenant que des signaux de synchronisation, à l'exclusion de toute trace de barres. Mais l'aspect de l'oscillogramme que l'on y relève peut varier assez sensiblement suivant les constantes du montage. Cependant, il est à retenir que l'on doit y voir émerger déjà, en lancée négative (vers le bas), le top images, comme le montre par exemple la photo de la figure I-25, ou celle de la figure I-26.

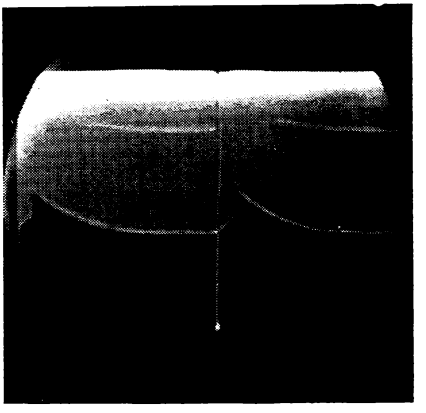
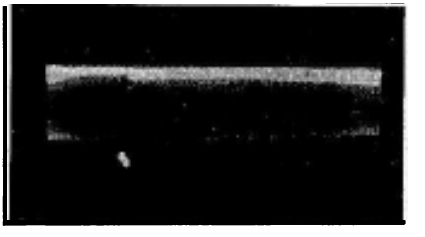


Fig. I-25 et I-26. — Le top images apparaît dans le signal recueilli à la plaque de la séparatrice.



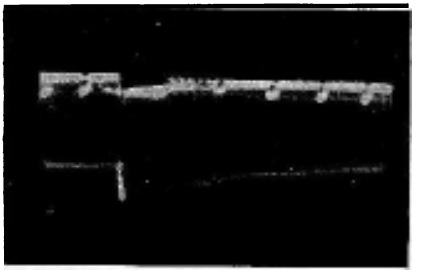


Fig. I-27. — Aspect anormal du signal à la plaque de la séparatrice.

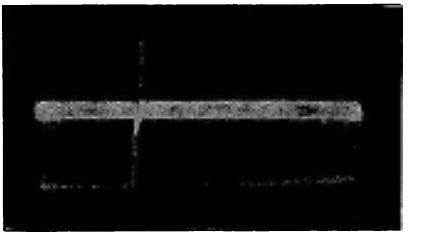


Fig. I-28. — La différentiation du signal des figures I-25 et I-26 fait apparaître une pointe en lancée positive.

L'amplitude crête à crête du signal ainsi observé est généralement comprise entre 20 et 40 V. Lorsque le fonctionnement de la séparatrice est anormal, la trace des barres (horizontales) apparaît dans le signal, comme on le voit très nettement sur le bord supérieur de l'oscillogramme de la figure I-27.

Sur la grille de la triode écrêteuse-trieuse, au point C, on doit trouver un signal avec le top images fortement différentié, ce qui fait surgir une pointe de grande amplitude, mais cette fois-ci en lancée positive (fig. I-28).

La triode écrêteuse étant polarisée de façon telle que seules les

pointes positives de grande amplitude arrivent à la « débloquer », nous trouvons à son anode (point D) une pointe en lancée négative, de très grande amplitude (de l'ordre d'une centaine de volts crête à crête), comme le montre la figure I-29. Il faut noter que, pour observer le top de synchronisation au point D, il est nécessaire de déconnecter le condensateur de liaison C_5, afin que les impulsions en provenance de l'oscillateur blocking ne viennent se superposer au signal observé.

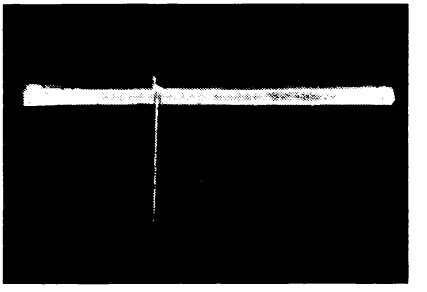
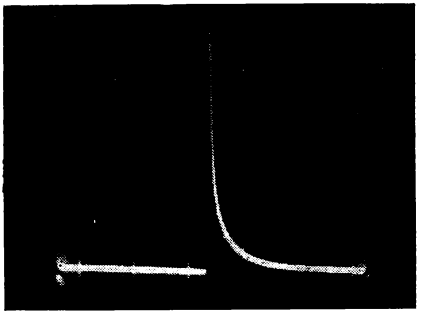


Fig. I-29. — A l'anode de l'écrêteuse-trieuse, on recueille une pointe en lancée négative et de grande amplitude.



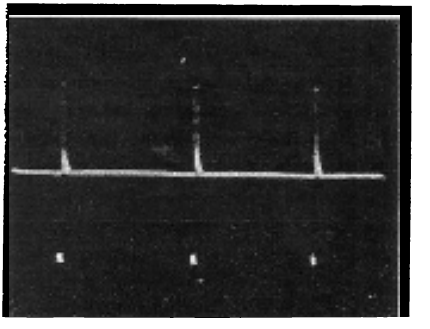


Fig. I-30 et I-31 (à droite et à gauche, ci-dessus). — **Forme des signaux que l'on peut trouver à la plaque de l'oscillateur blocking.**

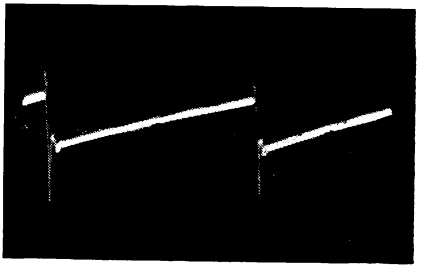


Fig. I-32. — La tension à la grille de l'oscillateur blocking a cette forme très caractéristique.

A la plaque de la triode ECL82 on trouvera, suivant le montage, soit des impulsions en lancée positive de très grande amplitude, soit une combinaison de ces impulsions avec celles, en lancée négative, provenant du point D (figures I-30 et I-31).

A la grille de l'oscillateur blocking (au point F), on observe un signal de forme très caractéristique, dont la photo de la figure I-32 nous donne un exemple. L'amplitude de ce signal est très élevée, de l'ordre de 170-200 V c. à c.

Une dent de scie à peu près correcte apparaît à la base de l'enroulement de grille du transformateur blocking, c'est-à-dire au point G (fig. I-33). Son amplitude est de l'ordre de 50-60 V c. à c.

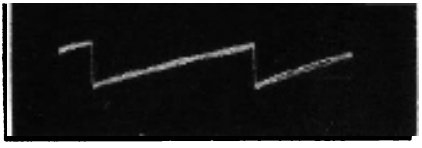


Fig. I-33. — Dent de scie à la base de l'enroulement grille du transformateur blocking.

Fig. I-34. — A la grille du tube final images on trouve une dent de scie légèrement (et intentionnellement) déformée.

Le signal appliqué à la grille de la lampe finale images (ici pentode ECL82) n'a jamais cette forme parfaite, car il se trouve « distordu » soit par suite de la contre-réaction du circuit de linéarisation, soit, comme ici, par le circuit correcteur tel que R_{13} - C_9 - C_{10} - R_{14}. Nous trouverons donc au point H un signal comme celui de la photo I-34, par exemple, avec une amplitude de quelque 15 V c. à c. pour une image de hauteur normale.

Enfin, au point I, c'est-à-dire au secondaire du transformateur de sortie images, nous pouvons relever la tension appliquée aux bobines de déflexion verticale, dont la figure I-35 montre la forme et dont l'amplitude c. à c. n'est pas très élevée, en général : 25 à 40 V.

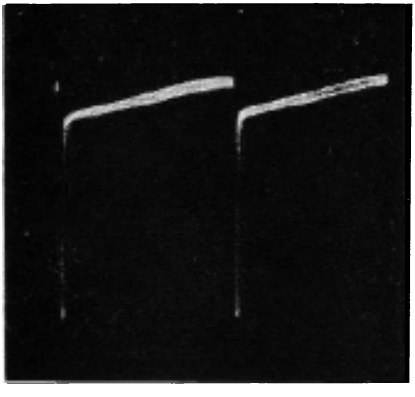


Fig. I-35. — Forme de la tension que l'on trouve au secondaire du transformateur de sortie images.

Passons maintenant à la base de temps lignes, dont la figure I-36 montre un schéma assez courant : un multivibrateur utilisant une triode-pentode ECL80, suivi d'un étage de puissance équipé d'une EL36. La grille d'entrée du multivibrateur reçoit les tops lignes par l'intermédiaire du circuit de liaison C_{19} - R_{25} à très faible constante de temps. Il en résulte donc que le signal à la plaque de la séparatrice (point J) examiné à la fréquence de balayage élevée, et qui se présente sous la forme d'impulsions en lancée négative de la figure I-37 (ampli-

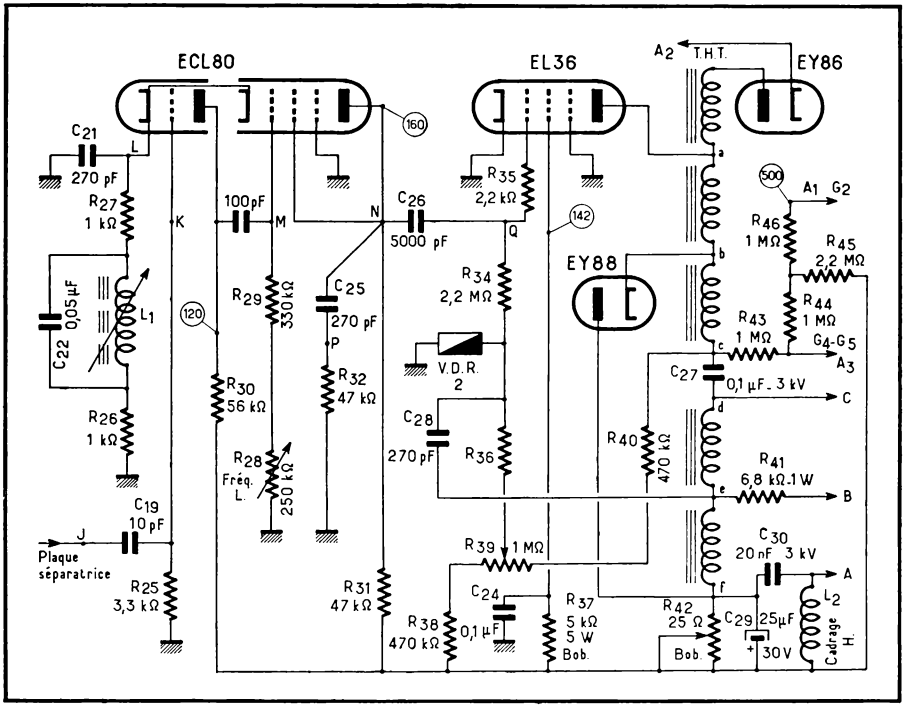


Fig. I-36. — Exemple d'un schéma de la base de temps lignes.

tude c. à c. de 35 V environ), se trouve très énergiquement différentié et apparaît, en K, sous la forme de la figure I-38 (amplitude de l'ordre de 3,5 V c. à c.).

Sur la cathode du multivibrateur, au point L, on trouve des impulsions à la fréquence lignes, dont la forme est celle de la figure I-39 et dont l'amplitude ne dépasse guère 0,7 à 1 V c. à c.

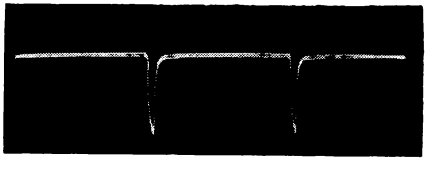


Fig. I-37. — Tops de synchronisation lignes prélevés à la plaque de la séparatrice.

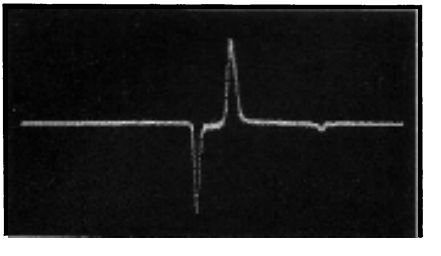


Fig. I-38. — Les tops lignes sont très énergiquement différentiés lorsqu'ils arrivent à la grille du multivibrateur.

On retrouve des impulsions de forme à peu près semblable, mais d'amplitude considérablement plus élevée (de l'ordre de 35 à 40 V c. à c.) sur la deuxième grille du multivibrateur, c'est-à-dire au point M. La figure I-40 représente la tension relevée en ce point.

La tension que l'on trouve sur l'anode de la pentode, c'est-à-dire au point N, a l'allure de dents de scie à descente un peu incurvée, du moins dans le cas du schéma de la figure I-36. La photo de la figure I-41 montre l'allure de cette tension, dont l'amplitude est élevée : 150 à 160 V c. à c.

Fig. I-39. — A la cathode du multivibrateur lignes on relève des impulsions de faible amplitude.

Le circuit C_{25} - R_{32}, appelé circuit de « peaking », contribue à mettre en forme la tension envoyée vers la grille de l'étage final. Au point commun P de ses deux éléments, on trouve une tension dont la photo de la figure I-42 nous montre la forme et dont l'existence prouve que C_{25} n'est pas coupé. L'amplitude de ces impulsions est de quelque 60 V c. à c.

Il faut noter, cependant, qu'en ce qui concerne la base de temps lignes, on peut rencontrer, pour le multivibrateur, des tensions de formes très différentes de celles des oscillogrammes I-38 à I-42. Voici, par exemple (fig. I-43), les tops lignes fortement différentiés observés au point commun d'un circuit de liaison tel que C_{19} - R_{25}. Leur forme est pratiquement la même que celle de la figure I-38 et leur amplitude c. à c. reste faible : quelque 1,5 V. Cependant, il faut préciser que ces deux oscillogrammes ont été relevés en déconnectant la grille du multivibrateur. Si cette précaution n'est pas prise, les impulsions de ce dernier viennent se superposer aux tops et modifient complètement l'aspect de l'oscillogramme, comme le montre la figure I-44.

Si la forme des tops de synchronisation diffère peu pour les oscillogrammes I-38 et I-43, il n'en est plus de même en ce qui concerne la tension existant à la cathode du multivibrateur, où nous relevons les impulsions très régulières de la figure I-45, avec une amplitude de l'ordre de 2 V c. à c. Le schéma de la figure I-46 montre la structure du multivibrateur qui a donné lieu aux oscillogrammes I-43, I-44, I-45 et I-47.

A la plaque de la première triode on trouve le signal que nous montre la figure I-47. L'amplitude de ces impulsions est de quelque 30 V c. à c.

Mais revenons à notre schéma de la figure I-36. Une tension dont il est très important de vérifier la forme et l'amplitude est celle qui

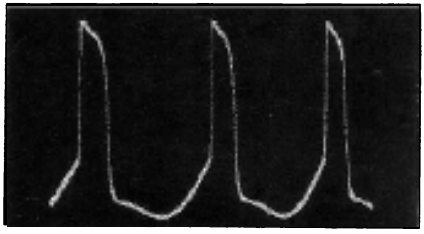


Fig. 1-40. — Forme de la tension existant sur la deuxième grille du multivibrateur.

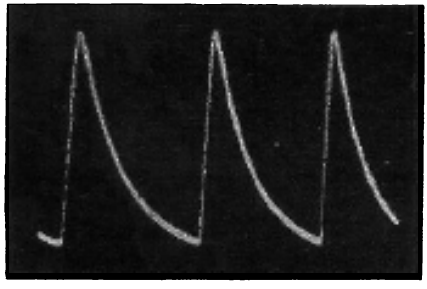


Fig. 41. — Forme de la tension que l'on trouve sur la plaque de sortie du multivibrateur.

Fig. 1-42. — Impulsions prélevées au point commun du circuit de mise en forme.

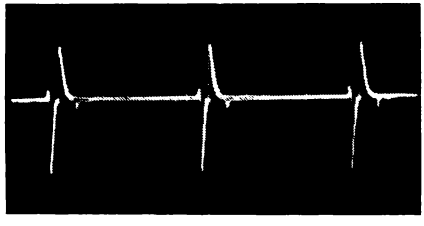


Fig. 1-43. — Un autre aspect des tops lignes différentiés, la liaison vers le multivibrateur étant coupée.

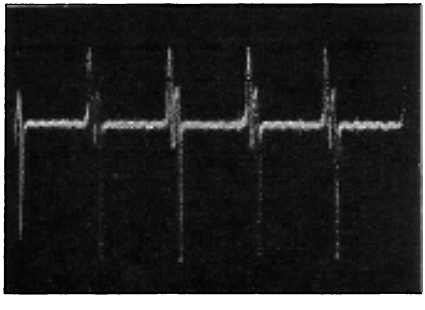


Fig. 1-44. — Lorsque la connexion vers le multivibrateur n'est pas coupée, la forme de la tension observée est modifiée.

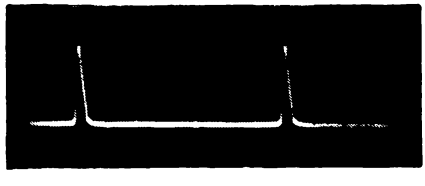


Fig. 1-45. — Un autre aspect de la tension que l'on peut trouver sur la cathode d'un multivibrateur lignes.

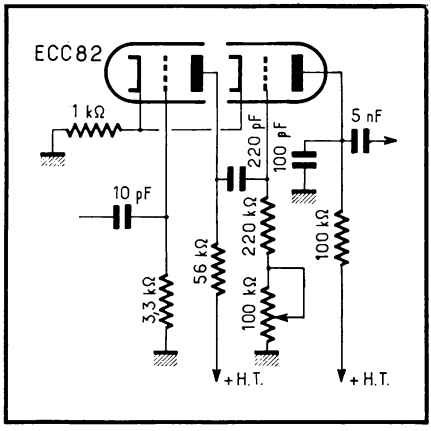


Fig. 1-46. — Un multivibrateur lignes utilisant une double triode.

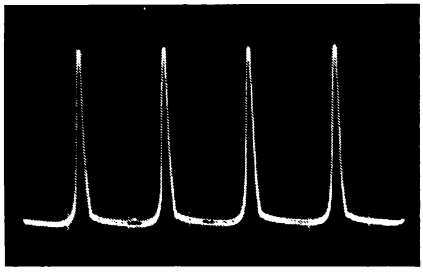


Fig. 1-47. — Signal que l'on trouve à la plaque de la première triode de la fig. 1-46.

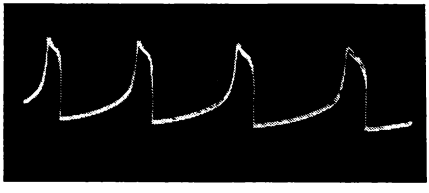


Fig. 1-48. — Aspect de la tension que l'on trouve sur la grille du tube final lignes.

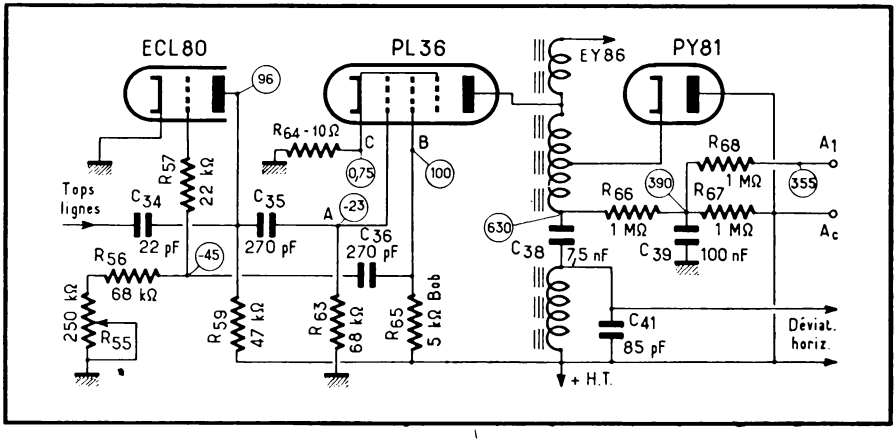


Fig. 1-49. — Un schéma différent de la base de temps lignes.

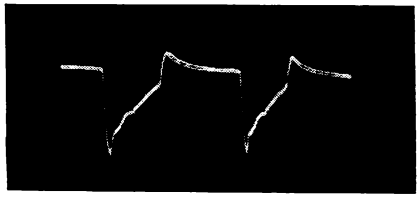


Fig. I-50. — Forme de la tension que l'on trouve à la grille PL36 de la figure I-49.

Fig. I-51. — Forme de la tension que l'on trouve à l'écran PL36 de la figure I-49.

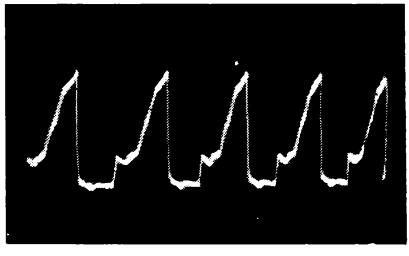


Fig. I-52. — Forme de la tension que l'on trouve à la cathode PL36 de la figure I-49.

existe à la grille du tube final lignes. c'est-à-dire au point Q. Dans le cas du schéma ci-dessus nous avons trouvé une tension, représentée par l'oscillogramme I-48, dont l'amplitude c. à c. était de l'ordre de 100 V. Mais, encore une fois, on peut rencontrer, avec des montages différents, des formes très différentes.

Par exemple : lorsque nous avons affaire à une base de temps lignes conçue suivant le schéma de la figure I-49, où le multivibrateur est constitué par la triode ECL80 et la pseudo-triode formée par la cathode, la grille de commande et la grille-écran de la PL36, nous pouvons trouver, au point A une tension représentée par l'oscillogramme I-50, dont l'amplitude c. à c. est de quelque 120-150 V.

Dans le cas de la figure I-36, l'écran du tube final EL36 se trouve pratiquement à la masse par C_{24}. Le découplage n'étant jamais parfait, il est évidemment possible d'y relever une faible tension à la fréquence lignes, mais dont la présence n'a aucune importance.

Il en est tout autrement pour le montage de la figure I-49 où l'écran de la PL36 est une électrode active. La tension que l'on relève en B (fig. I-49) est représentée par la photo de la figure I-51 et son amplitude est considérable : plus de 200 V c. à c.

Signalons encore qu'à la cathode du tube PL36 (point C) on trouve une tension dont la figure I-52 nous donne la forme et dont l'amplitude est évidemment faible : quelque 2 à 3 V c. à c.

Enfin, puisque nous parlons de la base de temps lignes, n'oublions pas que le transformateur T.H.T. et les connexions y aboutissant rayonnent souvent d'une façon intense, et que ce rayonnement peut être décelé en disposant simplement la sonde d'entrée de l'oscilloscope

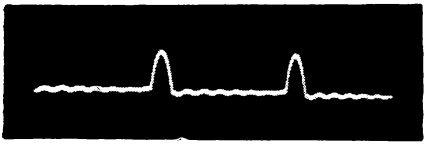


Fig. I-53. — Le rayonnement d'une base de temps lignes enregistrée sur l'écran d'un oscilloscope.

à 10 ou 20 cm de la base de temps lignes, sans aucun contact direct. La forme de ce rayonnement est très caractéristique et se trouve représentée par l'oscillogramme de la figure I-53. L'amplitude est relativement élevée et représente, dans le cas de la photo, quelque 35 V c. à c.

J

COMPLÉMENTS DIVERS

On trouvera dans cette section des circuits et pratiques d'utilisation de l'oscilloscope qui ne pouvaient judicieusement pas être classés dans d'autres sections. La technique de l'oscilloscope, et notamment les bases de temps, sont exposées dans un autre ouvrage du même auteur (1).

J. 1. — Bases de temps non linéaires

Quand on parle de bases de temps, on a presque toujours dans l'esprit les bases de temps linéaires, c'est-à-dire les générateurs d'ondes en dents de scie. Or, il existe un certain nombre de bases de temps non linéaires, produisant une forme d'onde autre qu'une dent de scie. La base de temps sinusoïdale est le type le plus important de cette catégorie, on s'en sert copieusement dans les montages conçus pour le tracé des caractéristiques et pour le relevé automatique des courbes de réponse (vobulateurs).

La base de temps circulaire dessine sur l'écran de l'oscilloscope non pas une ligne de base horizontale, mais un cercle que l'information module en amplitude ou en intensité. Par opposition à la base de temps linéaire qui comporte toujours un temps de retour pouvant être gênant pour l'observation, la base de temps circulaire n'a ni commencement, ni fin, et aucune partie du phénomène ne risque d'être perdue.

La base de temps spirale est dérivée de la base de temps circulaire en faisant varier linéairement le rayon du cercle. On obtient ainsi une ligne de base de grande longueur, très utile pour l'observation de phénomènes se produisant à des intervalles longs par rapport à leur propre durée.

---

(1) *Technique de l'Oscilloscope*, Société des Editions Radio.

J. 2. — Bases de temps sinusoïdales

En appliquant aux plaques XX' du tube cathodique une tension sinusoïdale de 50 Hz, on voit apparaître une ligne horizontale, tout comme avec une base de temps linéaire. Toutefois, en injectant dans Y une tension également sinusoïdale de 1000 Hz, on obtient l'oscillogramme illisible de la figure J-1. Les tracés de gauche à droite et de droite à gauche se superposent à intensité égale (on ne peut pas parler ici de temps de retour, car le retour a la même durée que l'aller). De plus, comme le déplacement du spot n'est pas linéaire, les périodes se resserrent sur les côtés.

En augmentant fortement la tension de balayage, l'oscillogramme dépasse largement les deux bords de l'écran ; mais la partie médiane, seule visible, est alors approximativement linéaire, avec toutefois une perte de luminosité sensible. De plus, on peut appliquer au Wehnelt une tension 50 Hz de phase convenablement réglée par rapport à la tension de balayage pour effacer l'une des traces. On obtient ainsi l'oscillo-

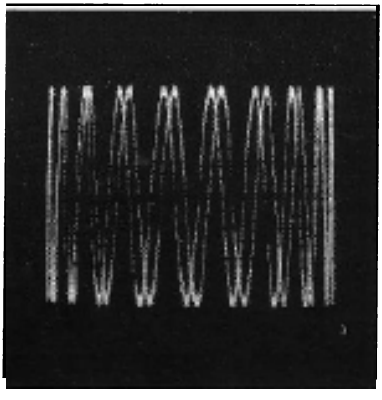


Fig. J-1. — Le balayage sinusoïdal direct est inutilisable.

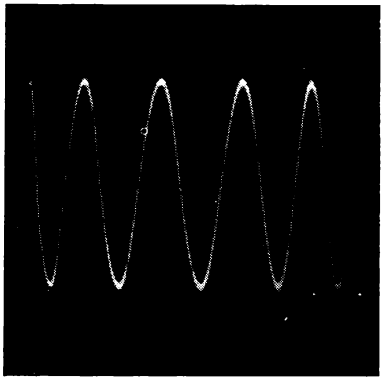


Fig. J-2. — Expansion du balayage, suppression d'une trace.

gramme très convenable de la figure J-2. Le terme « medium cut » (découpage de la partie médiale) rappelle bien la méthode utilisée.

On peut aussi rejeter l'une des traces hors de l'écran au lieu de l'effacer. A cet effet, on superpose à la tension de déviation verticale une tension 50 Hz, ce qui produit alors une ellipse modulée par le signal (fig. J-3) ; d'où le nom de base de temps elliptique donné à ce montage. En augmentant fortement l'amplitude du balayage (comme dans la base medium cut) et en rejetant l'une des traces hors de l'écran, on obtient l'oscillogramme parfaitement utilisable de la figure J-4. Du fait de l'étalement, la trace restante est ici aussi un peu pâle, et de plus, la ligne de base est plus ou moins incurvée, ce qui fait que la méthode medium cut est généralement préférable.

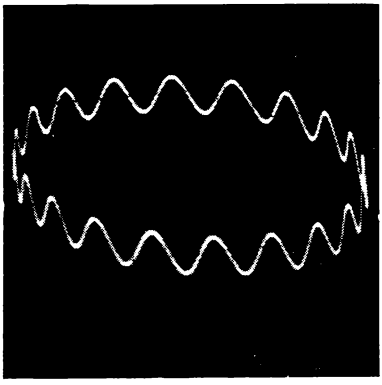


Fig. J-3. — Production d'un balayage elliptique.

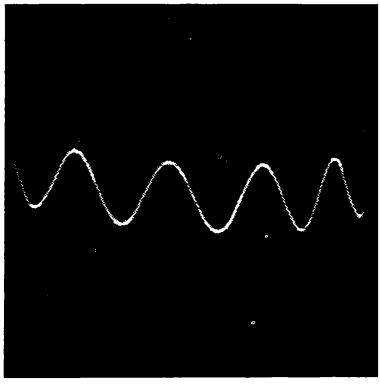


Fig. J-4. — Après expansion de la trace et rejet d'une partie on obtient un balayage utilisable.

Par leur principe même, ces bases de temps sont à fréquence fixe, non synchronisables. On n'obtiendra donc des images stationnaires que des seuls phénomènes dont la fréquence est un multiple exact de 50 Hz. Et même là, le choix est assez limité, car les conditions d'observation commode exigent l'affichage de 2 à 10 périodes complètes. Pratiquement, on ne peut donc guère examiner que des fréquences comprises entre 400 et 2500 Hz environ. La base de temps sinusoïdale ne peut donc point remplacer la base de temps linéaire.

Elle convient cependant parfaitement aux différents montages de tracé des caractéristiques et de relevé de courbes de réponse, car ces dispositifs sont basés sur le balayage de la caractéristique du circuit examiné au moyen d'une tension de même fréquence (50 Hz). On obtiendra donc des images parfaitement stables.

J. 3. — Base de temps circulaire

L'affichage de courbes à coordonnées rectangulaires sur un tube cathodique à écran circulaire peut paraître un non-sens. Les tubes à écran rectangulaire que l'on construit maintenant semblent mieux correspondre à cette utilisation. La ligne de base d'une base de temps circulaire est un cercle centré sur l'écran. A part l'avantage du fait qu'on obtient ainsi une représentation sans discontinuité, on gagne aussi en définition par l'allongement de la ligne de base. En effet, en balayage à coordonnées rectangulaires, on ne peut guère dépasser 10 cm comme longueur de base avec un tube de 13 cm. En balayage circulaire, avec un cercle de 7 cm de diamètre, la longueur de la ligne de base dépasse 21 cm avec le même tube.

Pour produire un balayage circulaire, on applique aux deux paires de plaques des tensions sinusoïdales en quadrature de phase. La trace

circulaire obtenue est facilement modulée en intensité, et un peu moins facilement en amplitude, car il s'agit alors de superposer le signal aux tensions de balayage. Nous avons réalisé le montage de la figure C-55 qui a permis de relever les figures C-56 à C-60 utilisées pour la mesure des fréquences. Ce montage comporte deux doubles triodes montées en déphaseurs à couplage cathodique « à longue queue ». Chacune d'elles attaque donc sa paire de plaques avec des tensions en opposition de phase. Les grilles actives de ces doubles triodes sont reliées à la diagonale horizontale d'un pont déphaseur calculé pour qu'à la fréquence de balayage f_o, ces grilles soient en quadrature (voir § D-2). Pour moduler le cercle en amplitude, on injecte la tension de modulation f_m dans la résistance R_c commune aux cathodes des quatre triodes. La polarisation des tubes est ajustée au moyen du potentiomètre P.

J. 4. — Base de temps spirale

Si l'on fait varier le rayon du cercle linéairement en amplitude (fig. J-5), on obtient une spirale qui peut servir de base à un oscillogramme de grande longueur. Le montage de la figure J-6 permet de démontrer simplement la réalisation de cette spirale. La déviation tournante est produite par une tension sinusoïdale de fréquence f_o amplifiée par une pentode à pente variable V_2 qui attaque un pont déphaseur au moyen d'un transformateur. Les sorties X et Y du pont sont reliées aux amplificateurs X et Y de l'oscilloscope. On obtient ainsi un cercle sur l'écran.

D'autre part, un thyratron V_1 engendre une tension en dents de scie, et sa plaque est reliée directement à l'écran de V_2. Ainsi, la tension écran augmente linéairement, et de ce fait aussi le rayon de la circonférence, pour retomber à la faible valeur initiale au moment de la décharge de V_1. La fréquence de relaxation f_r du thyratron doit être un sous-multiple entier de f_o et rigidement synchronisé avec cette fréquence pour avoir une spirale bien stationnaire. Les potentiomètres P_1, P_2 et P_3 permettent d'ajuster au mieux les conditions de fonctionnement. P_2 détermine le nombre de tours de la spirale.

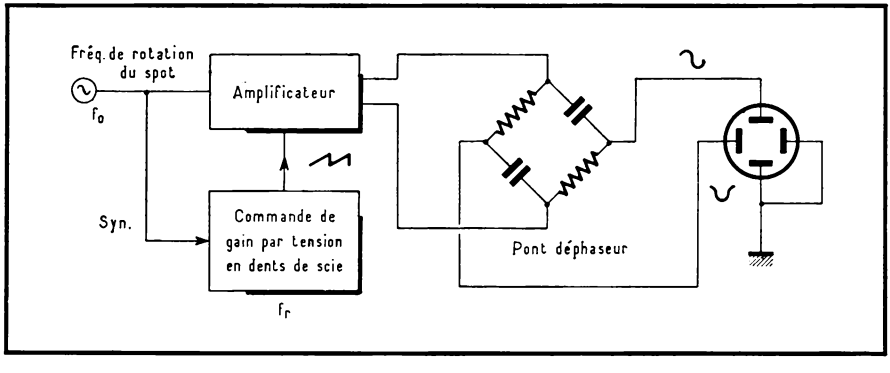


Fig. J-5. — Principe d'une base spirale.

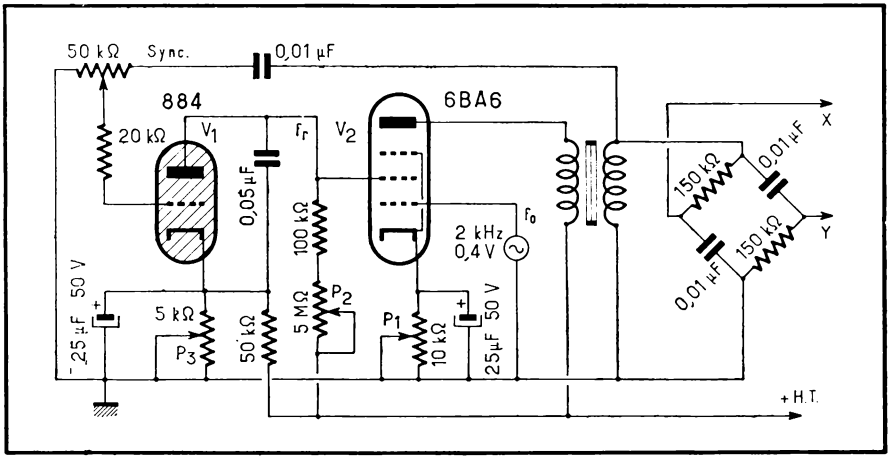


Fig. J-6. — Base de temps spirale pour démonstrations.

Avec ce montage, nous avons obtenu la spirale de la figure J-7 qui n'a pas la prétention d'être parfaite. Examinée en balayage linéaire, la tension de balayage spiral a la forme de la figure J-8. Nous n'avons pas essayé de moduler cette spirale en amplitude, mais nous pensons qu'il suffirait à cet effet de remplacer V_2 par une hexode ou heptode et d'appliquer la tension de modulation à la grille libre.

J. 5. — Réalisation d'une trame de télévision

Comme en télévision, on peut produire une trame (ou mire à lignes) en appliquant des tensions en dents de scie aux déviations X et Y de l'oscilloscope. Comme il y a déjà une base de temps incorporée pour la

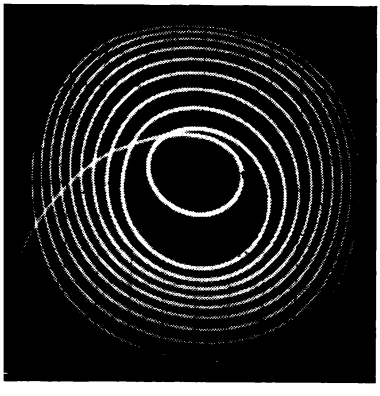


Fig. J-7. — Balayage spiral obtenu avec le montage J-6.

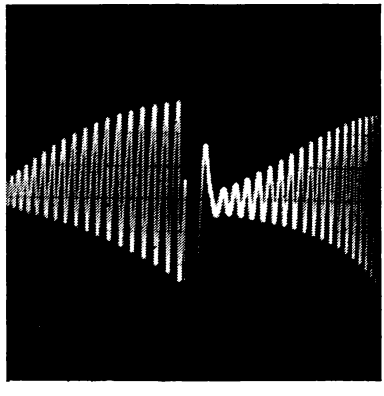


Fig. J-8. — Forme d'onde de la tension de balayage spiral.

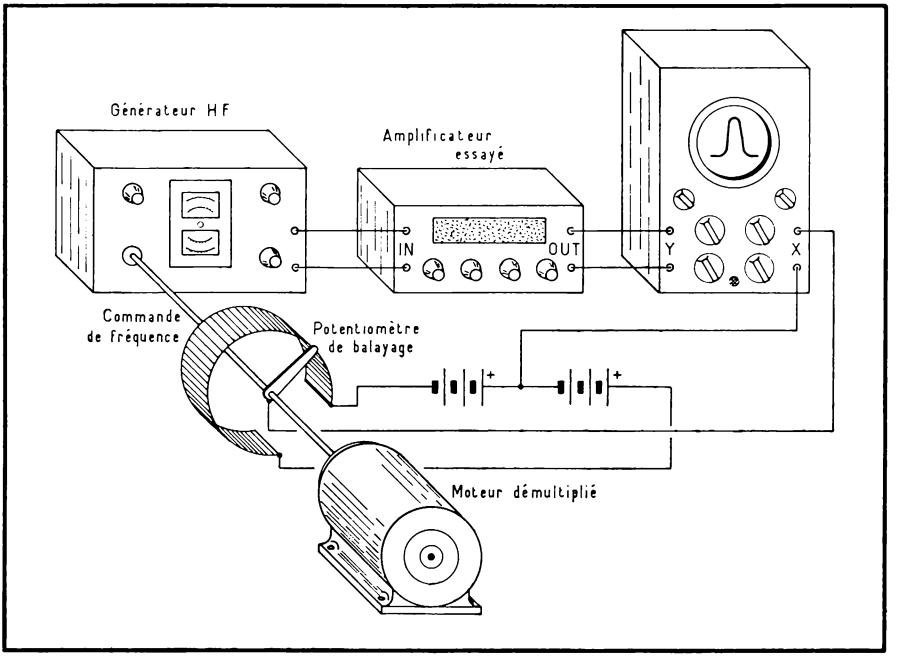


Fig. J-10. — Principe de fonctionnement d'un traceur automatique de courbes de réponse.

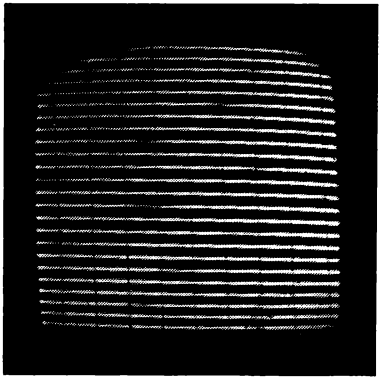


Fig. J-9. — Trame du type télévision.

déviation horizontale, il suffit de relier une autre base de temps (à thyratron ou autre) à l'entrée Y. Pour que les lignes restent fixes, il faut synchroniser la base de temps la plus lente sur la plus rapide.

Une telle trame est reproduite sur la figure J-9. Nous avons limité à dessein le nombre de lignes pour les faire apparaître distinctes (il y en a 24). La fréquence de déviation verticale (images) est donc 1/24 de la fréquence de déviation horizontale (lignes). En inversant le rapport des fréquences ou les déviations X et Y, on obtient des lignes verticales.

En appliquant au Wehnelt des impulsions de fréquence multiple de la fréquence lignes et bien synchronisées avec cette dernière, on obtient une mire à points souvent utilisée pour des contrôles de linéarité.

Il est alors nécessaire d'utiliser des bases de temps très linéaires. Enfin, si les bases de temps sont réglées sur les fréquences correctes et si on injecte dans le Wehnelt un signal vidéofréquence, l'oscilloscope devient un téléviseur.

J. 6. — Le tracé automatique des courbes de réponse

On peut relever point par point la courbe de transmission d'un amplificateur accordé ou d'un filtre en utilisant un générateur H.F. et un indicateur de sortie. Ce procédé est long et fastidieux. Le générateur modulé en fréquence ou vobulateur permet d'afficher directement sur l'écran la courbe de réponse du montage examiné et d'effectuer toutes les retouches en un temps minimum. C'est pourquoi cet appareil est largement utilisé pour la mise au point et le dépannage radio-télévision. Ici, nous exposons seulement les principes de fonctionnement et d'utilisation ; les applications spécifiques sont indiquées aux sections G, H et I.

Pour relever une courbe de réponse, on trace en ordonnées (verticalement) les tensions de sortie correspondant à des fréquences portées en abscisses (horizontalement). On peut réaliser un appareil automatique basé sur ce principe en entraînant le condensateur d'accord (supposé sans butées) d'un générateur H.F. non modulé par un moteur (fig. J-10). Le même moteur fait également tourner le curseur d'un potentiomètre branché sur une batterie. Pendant que, pour une rotation complète, le générateur balaie la plage de fréquences explorée, le curseur du potentiomètre délivre une tension de balayage linéaire pour l'oscilloscope. Du fait de la synchronisation mécanique du générateur et du potentiomètre,

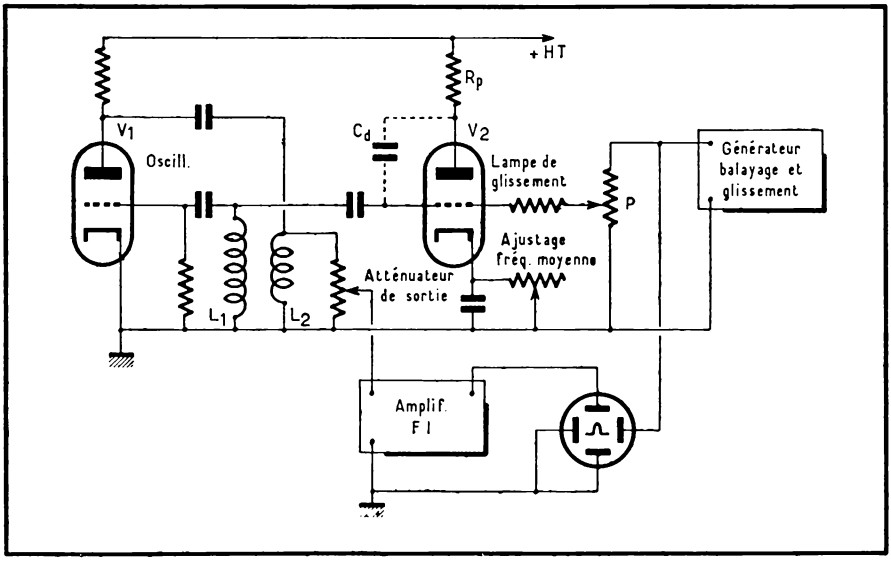


Fig. J-11. — L'oscillateur V_1 est vobulé par le tube de glissement V_2.

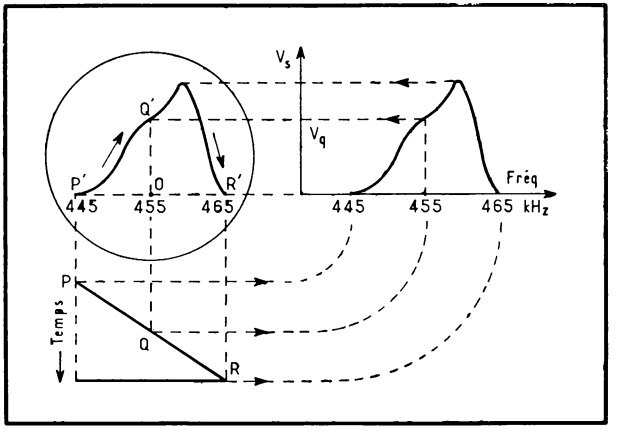


Fig. J-12. — Développement d'une courbe à simple trace.

à chaque fréquence correspond une tension de déviation horizontale donnée, et on obtient bien le tracé d'une courbe de réponse.

Bien qu'il fonctionne parfaitement (il était effectivement utilisé il y a une vingtaine d'années), ce système électromécanique est aujourd'hui abandonné au profit d'un dispositif purement électronique, plus élégant. Ce dispositif est basé sur le fonctionnement d'un tube comme réactance variable. C'est le cas du tube V_2 sur la figure J-11. En plus des capacités interélectrodes statiques déterminées par la géométrie du tube, il y a une capacité dynamique grille-plaque C_d due à l'effet Miller et fonction du gain du tube.

Cette capacité C_d, en série avec la résistance R_p, se trouve en parallèle sur l'enroulement L_1 de l'oscillateur entretenu par le tube V_1. Une variation de C_d fait donc « glisser » la fréquence de l'oscillateur, d'où le nom de tube de glissement donné à V_2. Comme C_d dépend du gain du tube, il suffit de déplacer le point de fonctionnement du tube sur sa caractéristique I_p/E_g pour faire varier C_d, donc la fréquence de l'oscillateur. Une augmentation de la polarisation diminue la pente, et de ce fait aussi le gain et C_d.

Pour obtenir la capacité dynamique la plus élevée possible, on utilise des triodes ou pentodes montées en triodes à grande pente. (Du fait de son effet Miller très faible qui lui vaut sa prédominance dans les amplificateurs H.F., la pentode connectée comme telle n'est pas utilisable comme tube de glissement.) D'autre part, pour obtenir la plus grande excursion de fréquence possible, l'enroulement L_1 n'a pas de condensateur d'accord et est donc uniquement accordé par C_d et les capacités réparties.

La tension de glissement est appliquée à la grille de V_2 et peut être dosée par le potentiomètre P qui détermine ainsi l'excursion de fréquence (le swing). La résistance variable R_c sert à ajuster la pente moyenne de V_2, et de ce fait la fréquence moyenne de l'oscillateur modulé en fréquence. En utilisant des tensions de même forme d'onde pour le glisse-

ment et pour le balayage du tube cathodique, la déviation horizontale correspond toujours à la fréquence de l'oscillateur au même instant, tout comme dans le dispositif mécanique décrit au début.

J. 7. — La méthode de la simple trace

Pour bien comprendre le mécanisme du tracé, suivons le spot dans son déplacement. Supposons pour commencer que le balayage et le glissement soient produits par une même tension en dents de scie, et considérons la figure J-12. L'appareil est réglé pour qu'au point milieu Q de la dent de scie qui place le spot au centre de l'axe horizontal corresponde la fréquence 455 kHz de l'oscillateur. Comme à 455 kHz la tension de sortie de l'amplificateur essayé est V_q, le spot apparaîtra sur l'écran au point Q'. (Pour faciliter la démonstration, nous avons choisi à dessein une courbe de sélectivité dissymétrique.)

Tandis que la tension en dents de scie augmente maintenant pour atteindre son sommet R, poussant le spot à sa position extrême R' à droite, la fréquence de l'oscillateur glisse de 455 à 465 kHz, et le spot trace la variation de tension de sortie correspondante Q'R'. Si le temps

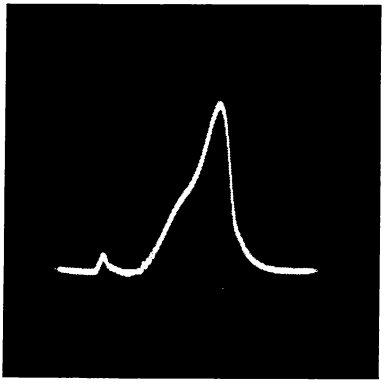


Fig. J-13. — L'oscillogramme correspondant (l'asymétrie est voulue).

de retour est négligeable, le spot passe instantanément au point P' à l'extrême gauche de l'écran, ce qui correspond à la fréquence 445 kHz de l'oscillateur. Une nouvelle dent de scie PQR commence aussitôt, l'oscillateur glisse de 445 à 465 kHz, et le spot trace la courbe P'Q'R'. Comme les tracés successifs se superposent exactement, la courbe est stable. Un oscillogramme relevé dans ces conditions est reproduit sur la figure J-13. C'est la méthode de la simple trace.

On obtient un résultat similaire en utilisant une tension sinusoïdale pour le balayage et pour le glissement, comme le montre le diagramme de la figure J-14. En raison de la variation d'amplitude plus lente de la sinusoïde au voisinage des sommets, les côtés de la caractéristique sont un peu resserrés, ce qui peut faire paraître la sélectivité de la courbe à la base de la jupe meilleure qu'elle ne l'est réellement. La linéarité au centre est cependant bonne.

Tandis que la tension de balayage va en augmentant de P à R, la tension d'oscillation varie de 445 à 465 kHz comme précédemment, et le spot trace la courbe P'Q'R'. Pendant l'autre alternance RST, la fréquence varie de 465 à 445 kHz, et comme la fréquence et le balayage sont rigidement liés, le spot revient exactement sur ses pas et trace la courbe R'Q'P'. Par opposition à la méthode précédente utilisant un balayage et glissement en dents de scie, ce qui fait que chaque courbe n'est écrite qu'une fois à chaque période et de gauche à droite, le balayage et glissement sinusoïdaux provoquent donc deux tracés par période, l'un de gauche à droite et l'autre de droite à gauche. Les deux courbes se superposent toutefois exactement, et la méthode est toujours à simple trace.

La figure J-15 montre un oscillogramme obtenu par cette méthode. Il y a là une discordance évidente entre la théorie et la pratique, car on peut voir que les deux courbes ne se superposent pas exactement. La faute en est à une certaine distorsion du réseau 50 Hz utilisé pour le balayage et le glissement. Pour éviter la difficulté d'arranger une super-

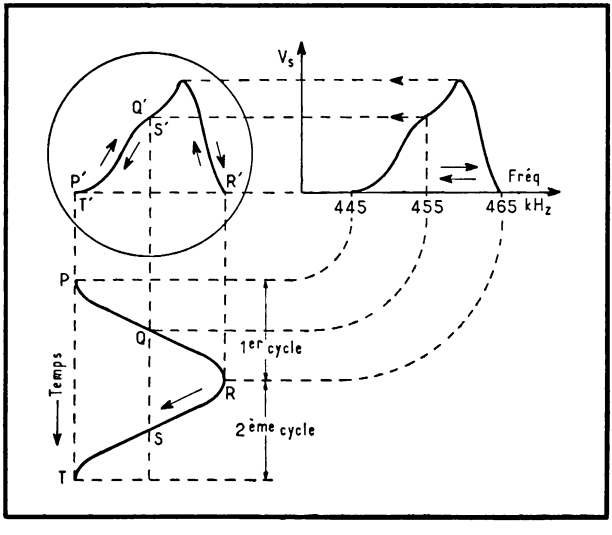


Fig. J-14. — Production d'une simple trace, balayage sinusoïdal.

position exacte des deux traces, on se contente souvent d'en effacer une par l'application au Wehnelt d'une tension 50 Hz judicieusement phasée, dérivée par exemple de l'une des plaques X. La figure J-16 montre un oscillogramme « propre » ainsi obtenu.

S'il y a un déphasage entre les tensions de balayage et de glissement, on voit apparaître deux courbes identiques, mais décalées, comme sur la figure J-17. Par un circuit déphaseur adéquat, on peut toujours superposer ces deux courbes, ou encore on peut en effacer une, comme indiqué plus haut. En tout cas, bien qu'on voie apparaître deux courbes, c'est toujours une méthode à simple trace. D'une manière générale, *nous*

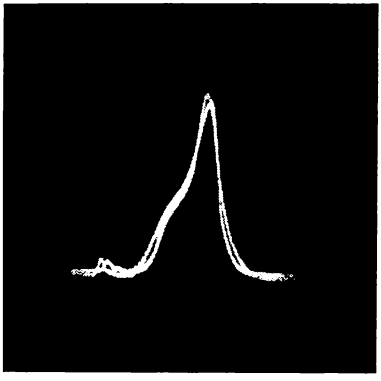


Fig. J-15. — L'oscillogramme correspondant.

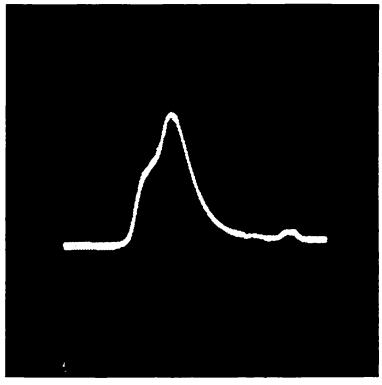


Fig. J-16. — Méthode de la simple trace, une trace est supprimée.

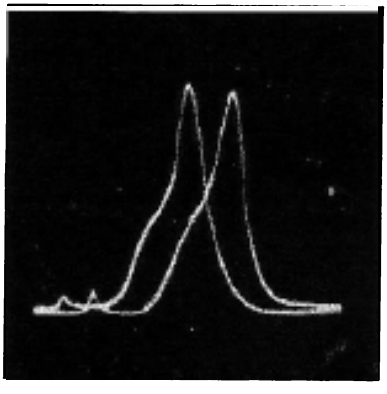


Fig. J-17. — Simple trace, phase incorrecte.

sommes toujours en présence d'une méthode de simple trace si les tensions de balayage et de glissement sont de même forme d'onde et fréquence.

J. 8. — La méthode de la double trace

On obtient une représentation intéressante et utile de la courbe de sélectivité en employant une tension de glissement de forme triangulaire (obtenue par exemple par intégration d'une onde rectangulaire 50 Hz) et en réglant la base de temps sur 100 Hz. La figure J-18 montre le mécanisme du tracé de la courbe. Pendant la première dent de scie PQR, la tension triangulaire de glissement augmente linéairement (*pqr*) et la fréquence de l'oscillateur glisse de 445 à 465 kHz. Ceci correspond à la courbe de tension de sortie P"Q"R", et le spot trace la courbe

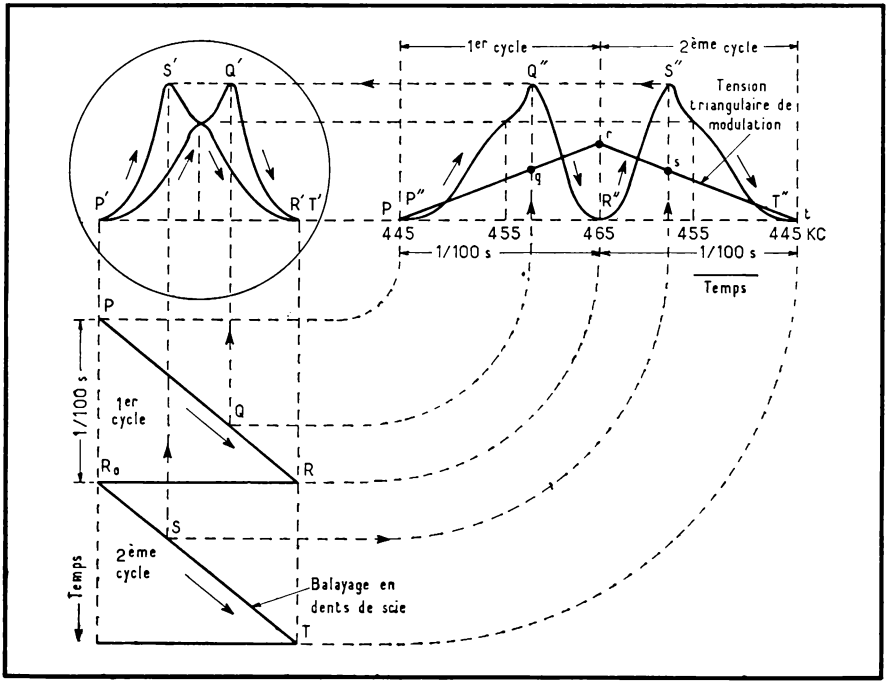


Fig. J-18. — Développement d'une double trace. Balayage en dents de scie, tension de glissement triangulaire.

P'Q'R'. Pendant le second cycle de balayage R_oST, la tension de glissement décroît toujours linéairement (*rst*), ce qui ramène la fréquence de 465 à 445 kHz. La tension de sortie décrit alors la courbe R"S"T", et le spot trace la courbe P'S'T'. C'est là un diagramme à double trace vrai car, bien que les deux courbes soient tracées de gauche à droite, l'une d'elles est inversée comme par un effet de miroir.

L'intérêt de cette méthode réside dans la facilité de mise en évidence de dissymétries dans la courbe de sélectivité, comme c'est le cas de la figure J-19. Bien que les sommets se superposent (ce qui indique que la fréquence d'accord est correcte), les jupes des courbes ne se recouvrent pas. Si de plus la fréquence d'accord n'est pas correcte, les deux sommets s'écartent, comme on le voit sur la figure J-20. En faisant fonctionner la base de temps sur 50 Hz, on obtient l'oscillogramme de la figure J-21 qui est pratiquement inutilisable ; il correspond à la courbe P"Q"R"S"T" de la figure J-18. Les deux courbes devraient d'ailleurs avoir la même largeur ; l'inégalité provient d'un manque de symétrie de l'onde triangulaire, provoqué à son tour par une onde rectangulaire à alternances inégales.

On voit que la méthode de la double trace permet l'alignement le plus précis des circuits accordés dont on peut « fignoler » la courbe de sélectivité à souhait. Les oscillogrammes sont cependant plus difficiles à interpréter, et le vobulateur est plus compliqué. (La nécessité de disposer d'une onde triangulaire de glissement bien linéaire et symétrique se comprend en regardant la figure J-21.)

J. 9. — Vobulateur à fréquence variable

Le vobulateur très simple de la figure J-11 n'est qu'un exemple de ce qui peut être fait. Dans d'autres montages, le tube de glissement fonctionne en inductance variable, et non plus en capacité variable. Ce montage est à fréquence moyenne fixe (455 kHz), ce qui convient parfaitement à la mise au point des étages F.I. Le bobinage L_1 doit être ajusté minutieusement, car tout condensateur d'accord doit être prohibé sous peine de réduire le swing, et il faut même réduire au minimum les capacités réparties.

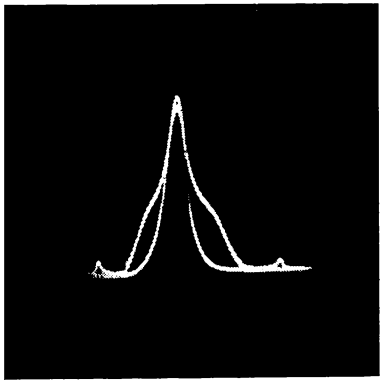


Fig. J-19. — Double trace. Fréquence correcte, manque de symétrie des jupes.

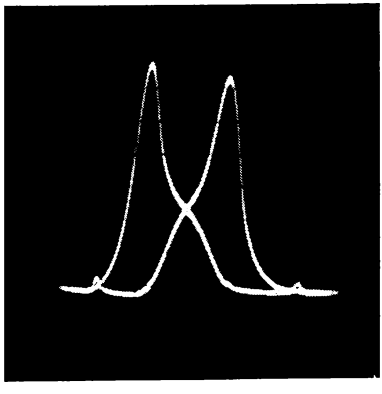


Fig. J-20. — Comme J-19, mais fréquence incorrecte.

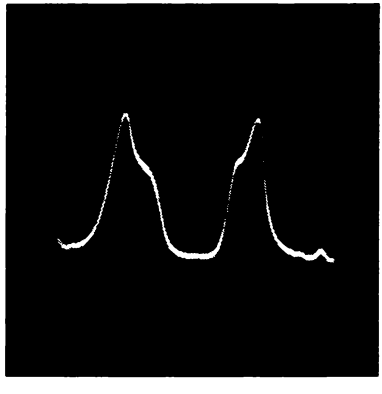


Fig. J-21. — Double trace, réglage incorrect de la base de temps.

Pour réaliser un vobulateur à fréquence variable, on utilise le principe de l'oscillateur à battements (fig. J-22). La tension du vobulateur de fréquence $F_1 \pm df$ (où F_1 est la fréquence moyenne et df la moitié du swing) est mélangée dans un tube changeur de fréquence avec une tension de fréquence F_2 (supérieure à F_1) produite dans un oscillateur à fréquence variable. A la sortie du mélangeur, on recueille la différence. modulée en fréquence avec le même swing $2\,df$, soit $F_2 - F_1 \pm df$, utilisée comme précédemment. En choisissant judicieusement F_1 et F_2, et en filtrant les harmoniques de F_1, on élimine les réponses parasites (appelées « pips » en langage de laboratoire) ; on en voit un exemple sur la figure J-13, à gauche.

Dans les vobulateurs pour les gammes de modulation de fréquence et de télévision demandant un swing très grand à des fréquences élevées, on utilise souvent des vobulateurs électro-mécaniques utilisant notamment un haut-parleur modifié dont la bobine mobile déplace l'armature d'un condensateur variable plan. Si l'attaque du haut-parleur et le balayage du tube cathodique se font à 50 Hz, on obtiendra un diagramme à simple trace. On a également utilisé la variation d'inductance d'un bobinage H.F. à fer soumis à un champ magnétique alternatif 50 Hz.

J. 10. — Tracé des courbes de réponse en B.F.

Le principe du vobulateur à battements est parfaitement applicable au relevé automatique des courbes de réponse B.F., et il existe dans le commerce des appareils basés sur ce principe. Leur réalisation est toutefois assez délicate, car il faut travailler avec un balayage très lent (plusieurs secondes), en particulier si le montage comporte des éléments à coefficient de surtension élevé, ce qui demande un tube cathodique à

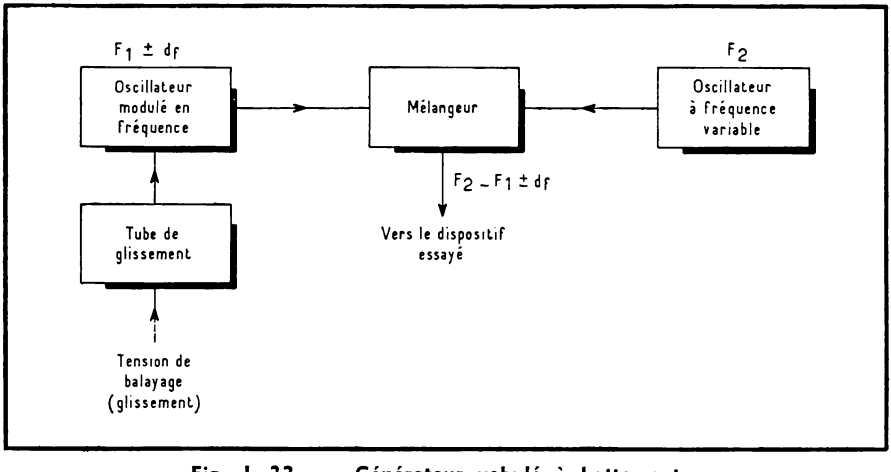


Fig. J.-22. — Générateur vobulé à battements.

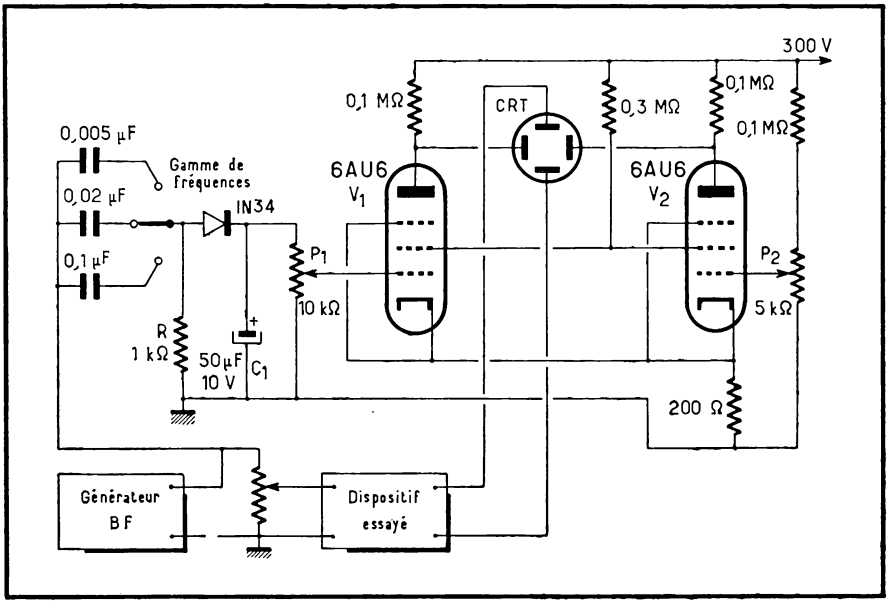


Fig. J-23 — Montage utilisé pour le tracé de courbes de réponse en B. F.

rémanence, des amplificateurs à courant continu et de nombreuses précautions. Pour qu'il fonctionne correctement, un tel appareil est donc forcément compliqué et coûteux.

Nous allons indiquer une méthode toute différente de tracé des courbes de réponse B.F. Cette méthode, qui est semi-automatique, utilise un générateur B.F. normal et le dispositif de la figure J-23. Le cœur de ce dispositif est le filtre RC dont la transmission est fonction de la fréquence. En effet, à condition que la réactance du condensateur, c'est-à-dire $1/2\pi fC$, soit grande devant R à la fréquence d'utilisation la plus élevée, la tension aux bornes de R est proportionnelle à la fréquence. Cette tension est redressée avec une diode au germanium et appliquée à un potentiomètre P_1 découplé par un condensateur C_1.

Les tubes V_1 et V_2 constituent un amplificateur push-pull à couplage cathodique à courant continu pour la déviation horizontale du tube cathodique. La tension continue variable avec la fréquence est dosée par P_1 et injectée dans la grille de V_1 ; le potentiomètre P_2 détermine la position du spot au repos. En jouant sur ces deux réglages et en choisissant le condensateur C adapté à la gamme, on s'arrange pour que le spot se trouve à l'extrémité gauche à la fréquence la plus basse, et à l'extrême droite à la fréquence la plus haute de la gamme. Comme le réseau RC introduit un fort affaiblissement, il faut un signal d'au moins 20 V_{eff} à l'entrée.

La fréquence et le déplacement horizontal du spot sont alors rigidement liés, quel que soit le mode de variation. On peut accorder le générateur à la main, ou entraîner son bouton de commande par un petit moteur. La courbe de réponse apparaît alors sous forme d'une droite verticale de longueur proportionnelle à la tension de sortie, et qui se déplace d'un bout à l'autre de l'écran en fonction des variations de fréquence. Avec un tube cathodique à longue persistance ou grâce à l'enregistrement photographique, on voit apparaître une courbe de réponse continue.

Par cette méthode, nous avons obtenu les oscillogrammes des figures J-24 et J-25 qui représentent respectivement la résonance d'un circuit LC à fer et le « trou » dans la transmission d'un filtre RC à double T. Pour cette photo, nous avons tourné lentement, mais d'une manière continue, le bouton d'accord du générateur B.F. en ouvrant l'obturateur pendant toute la durée de la variation. Les petites irrégularités sont dues aux transitoires d'amplitude se produisant à la variation de l'accord du générateur. Les références de fréquence ont été superposées par expositions successives aux fréquences fixes choisies. Cet étalonnage, une fois fait, pourrait d'ailleurs être inscrit sur un transparent fixé devant l'écran et servir ensuite au relevé d'autres courbes.

Ces caractéristiques se présentent sous forme de courbes enveloppes symétriques par rapport à l'axe horizontal. On peut supprimer la partie inférieure à la ligne de base et, en allant encore plus loin, détecter la courbe enveloppe à grande constante de temps pour obtenir une courbe unique. Le dispositif perd alors beaucoup de sa simplicité initiale. En particulier, un amplificateur Y à courant continu stable est nécessaire pour ne pas perdre la référence du niveau zéro qui apparaît si clairement sur la figure J-25. (Sur la figure J-25, les chiffres 4 et 6 sont intervertis.)

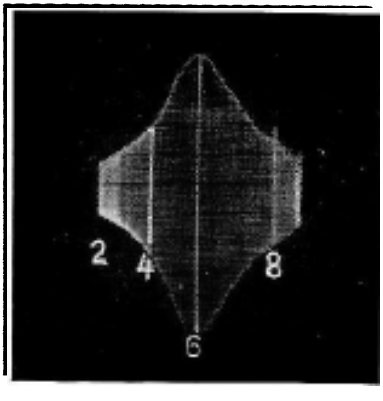


Fig. J-24. — Courbe de résonance d'un circuit LC entre 200 et 1 000 Hz.

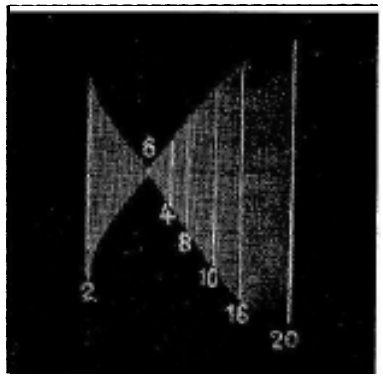


Fig. J-25. — Courbe de transmission d'un filtre à double T entre 200 et 2 000 Hz. Absorption à 400 Hz.

J. 11. — Expériences avec des inductances saturables

Les inductances saturables qui constituent l'élément de base des amplificateurs magnétiques sont des dispositifs aux applications innombrables, souvent en compétition avec les amplificateurs à tubes et à transistors, et dont l'étude est fort intéressante. On a consacré de gros volumes aux amplificateurs magnétiques, et nous n'avons pas d'autres

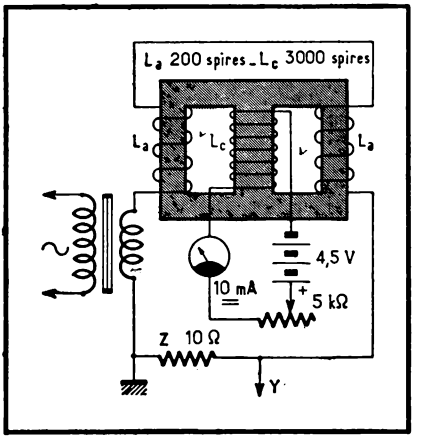


Fig. J-26. — Inductance saturable commandant l'intensité du courant dans une charge Z.

prétentions ici que de décrire quelques expériences auxquelles on peut se livrer muni d'un oscilloscope. Peut-être ces essais inciteront-ils certains à pousser plus loin les investigations.

Une réactance saturable est une sorte de transformateur comportant au moins deux enroulements : un enroulement à courant alternatif L_a servant d'impédance variable à une charge connectée en série, et un enroulement de commande à courant continu L_c. Si on fait passer un courant continu dans L_c, le circuit magnétique commun se sature et l'impédance de L_a diminue, ce qui fait augmenter le courant dans la charge Z. (Voir aussi le tracé des courbes d'hystérésis, paragraphe E-5.) En somme, nous pouvons ainsi faire varier l'intensité d'un courant alternatif par un courant continu de commande, beaucoup plus faible.

Si on utilisait un transformateur normal, le courant alternatif passant dans L_a induirait une tension alternative dans L_c. Pour éviter cet inconvénient, on dispose les enroulements à courant alternatif (il y en a généralement deux) de telle manière sur le circuit magnétique que leurs flux magnétiques s'annulent et n'induisent pas de tension alternative dans L_c. La figure J-26 montre une telle inductance et le branchement des circuits de commande et de charge. Judicieusement établie, une telle inductance saturable a un rendement excellent. Le modèle expérimental, laborieusement réalisé en ajoutant des spires sur les branches extérieures d'un circuit magnétique en mumétal, n'a pas pu être adapté correctement à la charge, et les résultats n'ont qu'une valeur qualitative.

La figure J-27 montre la tension relevée aux bornes de l'impédance de charge Z (une résistance de 10 Ω). Il s'agit de deux expositions successives ; l'onde à faible amplitude correspond à un courant continu nul dans L_c. En faisant passer dans L_c un courant continu de 10 mA, on obtient la courbe à grande amplitude, ce qui correspond à une intensité de crête environ quatre fois plus grande. En raison de la distorsion de la forme d'onde, phénomène habituel avec les circuits à fer saturé, il est difficile de calculer l'augmentation de l'intensité efficace ; mais cette expérience démontre la possibilité de commander l'intensité du courant dans une charge au moyen d'un courant continu relativement faible.

On peut aussi commander une inductance saturable par un courant alternatif à condition que sa fréquence soit bien inférieure à la fréquence d'alimentation. En alimentant L_a par un générateur B.F. réglé sur 2000 Hz environ et en appliquant à L_c un courant variable 50 Hz, nous avons réalisé un modulateur magnétique (fig. J-28). En ajustant soigneusement le point de fonctionnement au moyen d'un courant continu appliqué à un enroulement supplémentaire de polarisation L_p, nous avons obtenu l'onde correctement modulée représentée sur la figure J-29.

On peut encore faire fonctionner l'inductance saturable comme inductance variable commandée par un courant continu. Le montage de la figure J-30 permet de démontrer cette possibilité. L_a est accordée par un condensateur de 10 nF, et le circuit oscillant ainsi constitué est alimenté par un générateur B.F. à travers une résistance série R. A la résonance, l'impédance de LC est purement résistive ; elle devient capacitive ou inductive de part et d'autre de l'accord, et la différence de phase résultante est facilement mise en évidence par une figure de Lissajous. (Le branchement de l'oscilloscope en X et Y est indiqué sur la figure.)

Fig. J-28. — Modulateur magnétique pour moduler une porteuse 2 000 Hz par 50 Hz.

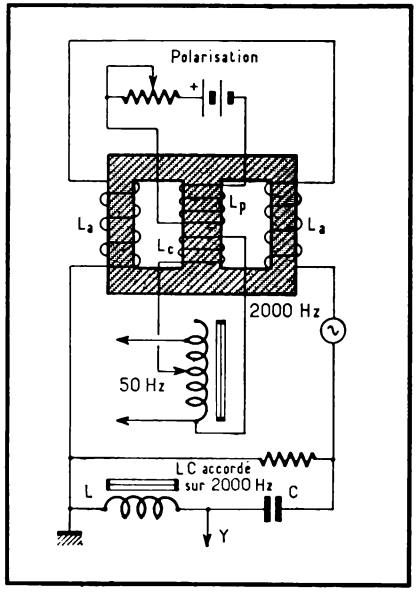
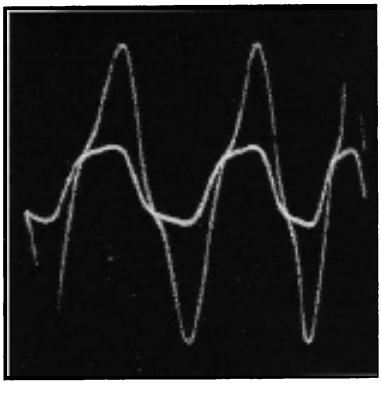


Fig. J-27. — Augmentation du courant dans la charge. Courants de commande 0 et 10 mA.



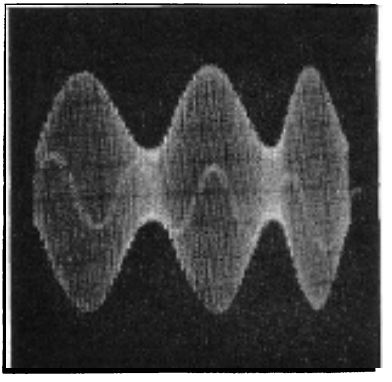


Fig. J-29. — La forme d'onde de la tension modulée.

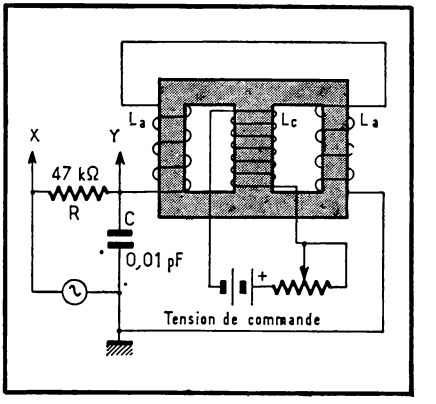


Fig. J-30. — Détermination des variations d'inductance de la réactance saturable.

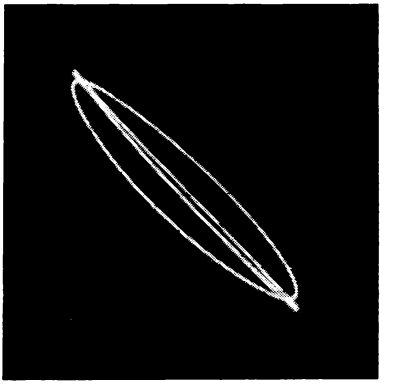


Fig. J-31. — Ellipses de déphasage obtenues avec le montage J-30.

En ajustant la fréquence du générateur B.F. de manière à obtenir une ellipse presque plate en l'absence de courant continu de commande, cette ellipse s'est ouverte à l'application du courant de commande à L_c, comme le montre la figure J-31, obtenue par double exposition. Pour rétablir l'ellipse aplatie initiale, il a fallu faire passer la fréquence du générateur de 4250 à 5000 Hz. Il est facile de calculer que cela implique pour L_a une variation d'inductance de 0,14 à 0,1 H, soit une diminution de 29 %.

J. 12. — Formateur d'impulsions à diodes

Pour fabriquer directement des impulsions à partir d'une sinusoïde plus ou moins déformée, on peut se servir du montage très simple de la figure J-32 proposé par *Sylvania*. Il ne comporte que deux diodes au germanium et quelques condensateurs. Il faut toutefois disposer d'une tension d'entrée assez élevée (une vingtaine de volts).

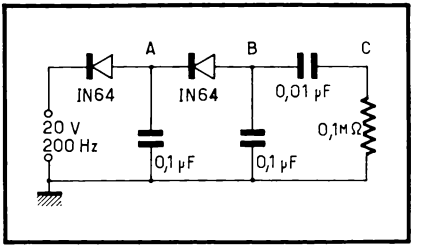


Fig. J-32. — Formateur d'impulsions à diodes.

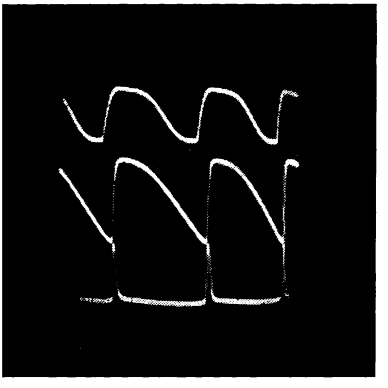


Fig. J-33 — Forme des tensions prélevées aux points A (en haut), B (au centre) et C (en bas) du formateur d'impulsions.

La figure J-33 montre les formes d'ondes obtenues, le générateur étant réglé sur 200 Hz. Les courbes correspondent aux tensions relevées aux points A (en haut), B (au milieu) et C (en bas) respectivement. On obtient directement des impulsions d'une seule polarité. (Pour avoir des impulsions de polarité inverse, il suffit d'inverser les deux diodes.) Comme on voit sur la photo les deux flancs montant et descendant des impulsions, on peut en déduire que le temps de montée est relativement grand. On peut le réduire en diminuant la constante de temps de l'élément différentiateur RC à la sortie, ce qui entraîne toutefois une diminution d'amplitude ; mais pour de nombreuses applications, ces impulsions conviennent parfaitement.

TABLE DES MATIÈRES

Préface 5

A. MANIPULATION DE L'OSCILLOSCOPE.

1. Disposition générale des commandes 7
2. Commandes agissant sur le faisceau 7
3. Commandes de la déviation verticale 12
4. Commandes de la déviation horizontale 13
5. Commandes de la base de temps 15

B. NAISSANCE D'UN OSCILLOGRAMME.

1. La production d'une trace par un spot 17
2. Les déviations horizontale et verticale 18
3. La composition géométrique des déviations 19
4. Le réglage correct de la base de temps 22
5. L'art de la synchronisation 26
6. La synchronisation déclenchée 30

C. LA MESURE DES GRANDEURS ELECTRIQUES.

1. La mesure des tensions continues 32
2. La mesure des tensions alternatives 33
3. L'évaluation des déphasages 35
4. Mesure des impédances 38
5. Mesure des fréquences. Figures de Lissajous 40
6. Figures de Lissajous d'ondes distordues 44
7. Le cercle modulé en amplitude 47
8. Le cercle modulé en intensité 50
9. Marquage par modulation d'intensité 52
10. Comparaison de fréquences au commutateur électronique 53

D. CIRCUITS ET FORMES D'ONDES.

1. Teneur en harmoniques et distorsion 55
2. Circuits déphaseurs 60
3. Production d'ondes rectangulaires 62
4. Différentiation et intégration de formes d'ondes 68
5. Production d'ondes complexes 70

E. LE TRACE AUTOMATIQUE DE CARACTERISTIQUES.

1. Le mécanisme du tracé automatique 73
2. Caractéristiques des diodes et redresseurs 74
3. Caractéristiques des tubes à vide 78
4. Caractéristiques des transistors 83
5. La courbe d'hystérésis des matériaux magnétiques 86
6. Boucle d'hystérésis diélectrique 89
7. Résistances non linéaires 91
8. Tubes au néon et régulateurs de tension 92

F. ETUDE DES CIRCUITS ELECTRONIQUES FONDAMENTAUX.

1. Choix du point de fonctionnement d'un amplificateur 95
2. Point de fonctionnement d'un amplificateur à transistor 100
3. Mesure du gain d'un amplificateur 103
4. Le mécanisme de l'oscillation 105
5. La constante de temps de la liaison grille 108
6. Oscillateurs à deux tubes 110
7. Oscillateurs à déphasage 112
8. Oscillateurs LC à transistor 114
9. Oscillateurs haute fréquence 117
10. Relaxateurs 119
11. Le multivibrateur 120
12. Multivibrateur à couplage cathodique 123
13. Division de fréquence par multivibrateurs 125
14. Le mécanisme de la modulation d'amplitude 127
15. Mesure du taux de modulation 128
16. Modulateur simple à diode 129
17. Modulateurs en pont et en anneau 130
18. Modulateur de mesure à diodes 131
19. Modulation par la grille 135
20. Oscillateur modulé par la grille 137
21. Modulateur à couplage cathodique 139
22. La modulation anodique 140
23. Détection, démodulation et redressement 141
24. Redresseurs à une alternance 141
25. Redresseurs à deux alternances 144
26. Redresseurs à grille de commande 145

G. ESSAI DES AMPLIFICATEURS B. F. ET RADIORECEPTEURS.

1. L'examen des amplificateurs B. F. 150
2. Essais en ondes rectangulaires 151
3. Essais en ondes sinusoïdales 155
4. Distorsion de phase 156
5. L'analyse de la distorsion 157
6. La distorsion d'intermodulation 160
7. Amplificateurs push-pull 163
8. La commande de tonalité 164
9. Essais des radiorécepteurs 165
10. La détection par diode 165
11. Essai du système modulation-détection 168
12. Emploi d'un vobulateur 169
13. Alignement de la partie H. F. 174

H. ESSAI DES RECEPTEURS A MODULATION DE FREQUENCE

..... 176

I. ESSAI DES RECEPTEURS DE TELEVISION.

1. Formation et examen des courbes de réponse d'un téléviseur 183
2. Examen des tensions des bases de temps 193

J. COMPLEMENTS DIVERS.

1. Bases de temps non linéaires 203
2. Bases de temps sinusoïdales 204
3. Base de temps circulaire 205
4. Base de temps spirale 206
5. Réalisation d'une trame de télévision 207
6. Le tracé automatique des courbes de réponse 209
7. La méthode de la simple trace 211
8. La méthode de la double trace 213
9. Vobulateur à fréquence variable 215
10. Tracé des courbes de réponse en B. F. 216
11. Expériences avec des inductances saturables 219
12. Formateur d'impulsions à diodes 221

EXTRAIT DU CATALOGUE DES EDITIONS RADIO

MULTIMETRES, NUMERIQUES ET A AIGUILLE, par **F. Gazay** et **J. Reymond** — Choix. fonctionnement utilisation. Comment choisir et bien employer mon multimètre ? Le livre indispensable pour bien mesurer.
256 pages, format 16 - 24

MESURES NUMERIQUES, par **M. Piermont** — L'auteur présente, en fonction de cas réels, les solutions permettant d'atteindre la plus grande précision de mesure. La conception des appareils numériques de mesure est analysée du besoin jusqu'à la réalisation.
224 pages, format 16 x 24

L'ENREGISTREMENT MAGNETIQUE D'INSTRUMENTATION, par **P. Moulin** — Technique et application des enregistreurs magnétiques d'instrumentation.
416 pages, format 16 x 24

MESURE DES TEMPERATURES DE LA SONDE A L'INDICATEUR NUMERIQUE, par **A. Niéto** et **F. Paul** — La température, phénomène physique ; les capteurs de température : thermocouples et sondes à résistances avec les plus récentes tables ; les indicateurs numériques.
176 pages, format 16 x 24

L'OSCILLOSCOPE DANS LE LABORATOIRE ET L'INDUSTRIE, par **Ch. Dartevelle** — Base de temps, amplificateurs horizontaux et verticaux ; circuits auxiliaires ; commutateurs électroniques.
208 pages, format 16 x 24

MESURES ELECTRONIQUES, par **A. Haas** — Notions de métrologie, mesures des grandeurs électriques, mesures des composants actifs et passifs, mesures des amplificateurs, sources de courant stabilisées.
264 pages, format 16 x 24 (3ème édition)

COMMENT PERFECTIONNER SON LABORATOIRE (ELECTRONIQUE - Hi-Fi - RADIO - TV) par **H. Schreiber** — Réalisation de générateurs, voltmètres, transistormètres adaptateurs et circuits auxiliaires d'oscilloscope, alimentation régulées.
208 pages, format 16 x 24

LE DEPISTAGE DES PANNES T.V. AVEC UNE MIRE ET UN OSCILLOSCOPE, par **W. Sorokine** — 200 photographies de mire et d'oscillogrammes relevées sur des téléviseurs noir et blanc ou couleurs en panne avec le schéma du circuit correspondant au défaut observé.
96 pages, format 27 x 21 (6ème édition)

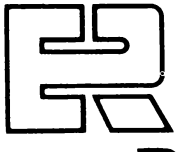
L'ELECTRONIQUE DES SEMI-CONDUCTEURS EN 15 LEÇONS, par **G. Hafford** et **E. Mac Whorter** — L'accès rapide à une technologie en plein essor, celle du monde de demain.
328 pages, format 14 x 20

COMPRENDRE LES MICROPROCESSEURS EN 15 LEÇONS, par **D. Queyssac** — Pour mettre à jour ses connaissances sur les microprocesseurs, clés de l'électronique actuelle et future.
160 pages, format 14 x 20

L'ORDINATEUR ET L'INFORMATIQUE EN 15 LEÇONS, par **P. Morvan** — Les connaissances nécessaires et suffisantes pour comprendre l'informatique.
224 pages, format 14 x 20

CALCUL ET REALISATION DES TRANSFORMATEURS, par **Ch. Guilbert** — Transformateurs d'alimentation, transformateurs B.F., inductances de filtrage et relais.
176 pages, format 16 x 24 (2ème édition)

ENVOI DE NOTRE CATALOGUE SUR DEMANDE



Editions Radio

9, RUE JACOB - 75006 PARIS

Posséder un oscilloscope est bien. Savoir s'en servir est mieux. C'est ce que vous enseignera ce livre à nul autre pareil.

L'auteur y indique toutes les mesures que l'on peut effectuer à l'aide de l'oscilloscope et — chose la plus précieuse — la façon d'interpréter les images obtenues.

Et comme en la matière la meilleur façon d'expliquer est de montrer, plus de 300 oscillogrammes représentatifs sont reproduits dans l'ouvrage.

Ces oscillogrammes ont été obtenus et photographiés par l'auteur. Ils sont rigoureusement authentiques.

Ils concernent notamment l'étude des circuits électroniques fondamentaux, l'essai des amplificateurs B.F., des radiorécepteurs AM/FM, et des téléviseurs.

C'est dire la prodigieuse somme d'expérience pratique qui est condensée dans ce volume appelé à rendre les plus grands services à tous ceux qui veulent utiliser efficacement leur oscilloscope.

I.S.B.N. 2 7091 0773 2